2.1.4 Modelo del BJT en pequeña señal

↗ DC
↘ AC

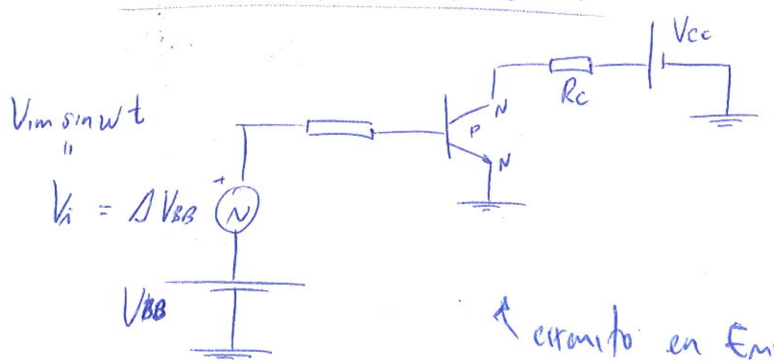
- C, L eliminados en función de la frecuencia.
- Las curvas características no son superfluas se requieren capacidades parasitas, pero no las consideraremos.
- Linealizamos el comportamiento del BJT.

Modelo lineal utilizado: modelo en emisor común (Para pequeña señal)

↑ Desplazamientos pequeños del punto de trabajo.

- BJT en activa.
- Baja frequencia para no considerar C's (capacidades parásitas)
- Valido para Base común y Colector común.

Obtención del modelo



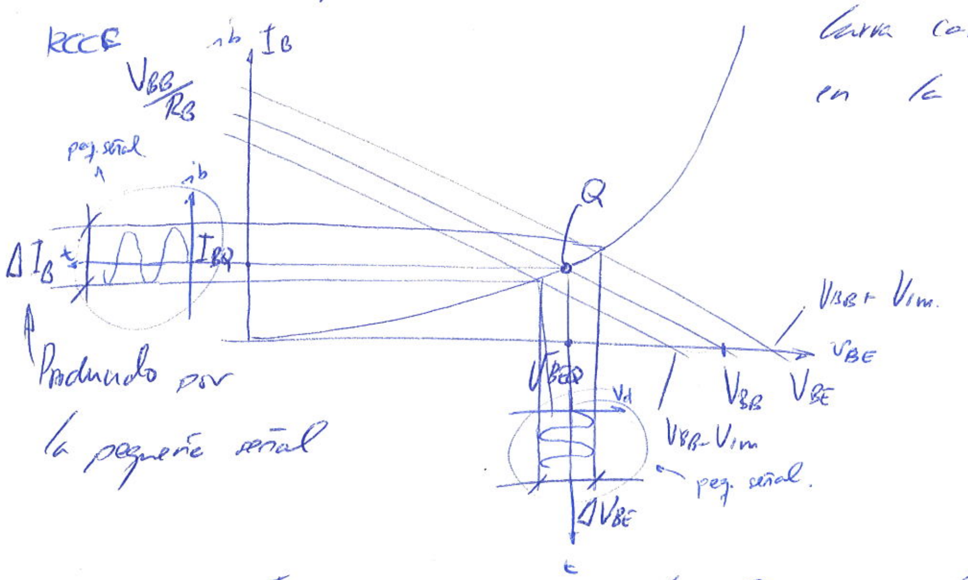
↑ circuito en Emisor Común.

Pequeña señal. $V_{im} << V_{BB}$

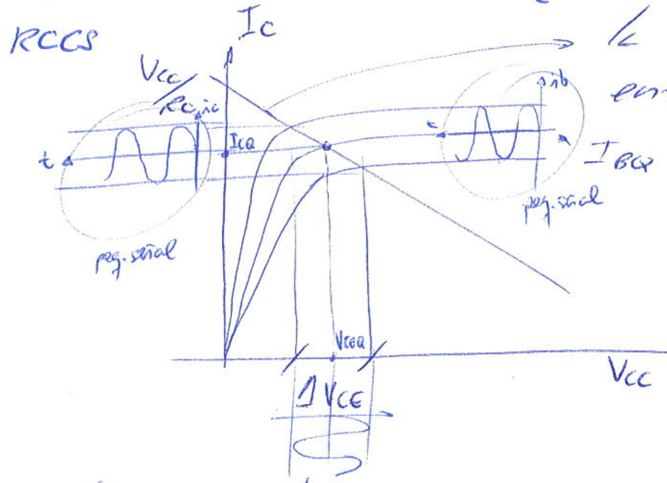
BJT activa directa ⟺ $V_{BB} > 0'7V$

Si $V_{BE} < 0'7$ el BJT está en corte, entonces V_{BB} tiene que ser mayor de 0'7V para que $V_{BE} \geq 0'7V$.

Análisis Gráfico



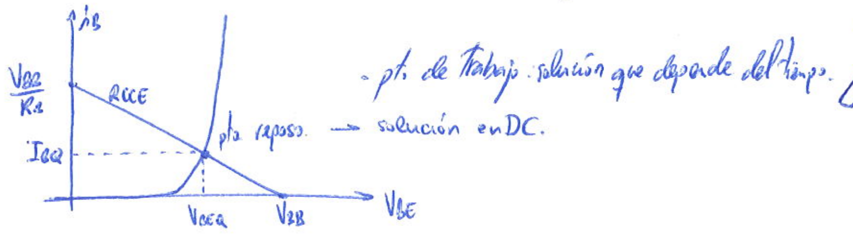
Curva característica en la entrada J_E (tipo diodo)

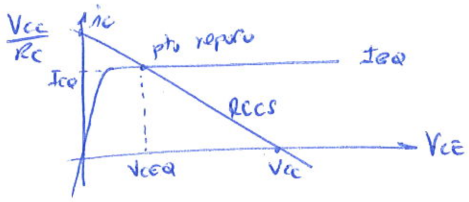


→ la R_C en salida no depende de la entrada.

⇒ Por tanto en pequeña señal $\Delta i_b \rightarrow \Delta V_{CE}$ y también nos produce ΔI_C.

Cuando trabajamos en pequeña señal Δi_b, Δi_e, $\Delta V's$ } Son pequeños y hay proporcionalidad. (como si fueran elementos lineales) $\Delta i_b \propto \Delta V_{be}$ (proporcional), $\Delta i_c \propto \Delta i_b$





⇒ Relacionando los incrementos por desarrollo en serie reducido al 1er orden

$$dV_{BE} = \left.\frac{\partial V_{BE}}{\partial i_b}\right|_Q di_b + \left.\frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}}\right|_Q dV_{CE}$$

$$di_c = \left.\frac{\partial i_c}{\partial i_b}\right|_Q di_b + \left.\frac{\partial i_c}{\partial V_{CE}}\right|_Q dV_{CE}$$

Nomenclatura

Señal total		pol.		peq. señal
i_B	=	I_{BQ}	+	i_b
i_C	=	I_{CQ}	+	i_c
V_{BE} ($\equiv v_{BE}$)	=	V_{BEQ}	+	$V_{be} \equiv v_{be}$
V_{CE}	=	V_{CEQ}	+	$V_{ce} \equiv v_{ce}$

↑ minúsculas. v_{CE}

↳ minúsculas ≡ pequeña señal

minúsculas ≡ dependen del tiempo

Asimilando pequeña señal con las diferenciales

$$\begin{cases} V_{be} = \left.\dfrac{\partial V_{BE}}{\partial i_B}\right|_Q i_b + \left.\dfrac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}}\right|_Q V_{ce} \\ i_c = \left.\dfrac{\partial i_c}{\partial i_B}\right|_Q i_b + \left.\dfrac{\partial i_c}{\partial V_{CE}}\right|_Q V_{ce} \end{cases}$$

$\left.\frac{\partial V_{BE}}{\partial i_B}\right|_Q = h_{ie}$, $\left.\frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}}\right|_Q = h_{re}$, $\left.\frac{\partial i_c}{\partial i_B}\right|_Q = h_{fe}$, $\left.\frac{\partial i_c}{\partial V_{CE}}\right|_Q = h_{oe}$

$$\begin{cases} V_{be} = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot V_{ce} \\ i_c = h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot V_{ce} \end{cases}$$

(i: input; e: emisor común; r: reverse; f: forward; o: output)

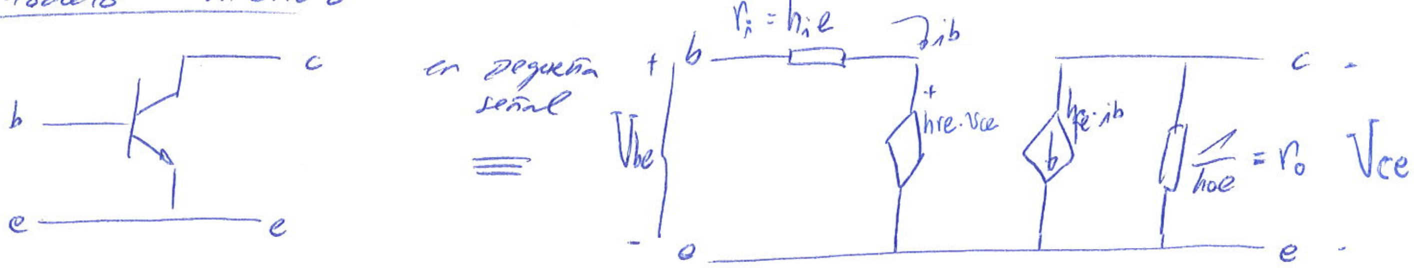
"

$$\boxed{\begin{aligned} v_{be} &= h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot v_{ce} \\ i_c &= h_{fe} \cdot i_b + h_{oe} \cdot v_{ce} \end{aligned}} \; *$$

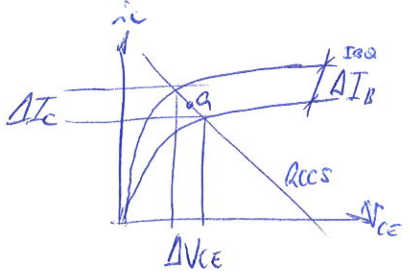
impedancia diferencial de entrada, con la salida en c.c. y evaluado en el punto Q (de reposo) → $h_{ie} = \left.\dfrac{V_{be}}{i_b}\right|_{V_{ce}=0} = \left.\dfrac{v_{be}}{i_b}\right|_Q$

$$h_{re} = \left.\frac{V_{be}}{V_{ce}}\right|_{i_b=0} = \left.\frac{v_{be}}{v_{ce}}\right|_Q$$

Modelo híbrido

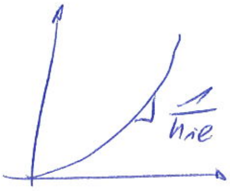


Obs – Estos parámetros se pueden obtener directamente de las curvas características.



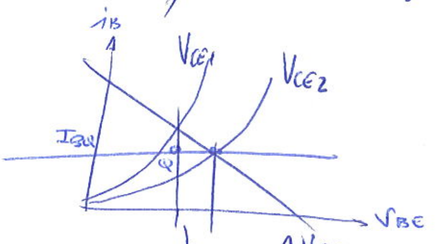
$h_{FE} = \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$

$h_{oe} = \frac{\Delta i_C}{\Delta V_{CE}}$



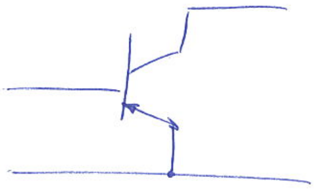
$tg\,\alpha = \frac{1}{h_{ie}}$

$h_{re} \Rightarrow$ Difícil de obtener

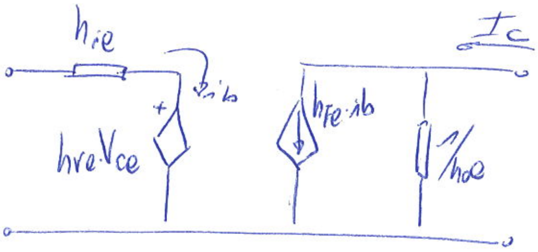


$h_{re} \simeq \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{CE}} > 0$

Obs – El modelo también es correcto para PNP



=



i_b aumenta hacia afuera

$i_b < 0 \Rightarrow i_c < 0$

Modelo aproximado

Hablaremos el modelo a partir del punto de trabajo y curvas características:

Suponiendo:

- El efecto de V_{CE} en la característica de entrada es despreciable $\Rightarrow \frac{\partial V_{BE}}{\partial V_{CE}} \simeq 0$

$$i_B \simeq I_{BS}\left(e^{V_{BE}/\eta V_T} - 1\right) \Rightarrow V_{BE} = \eta \cdot V_T \cdot \ln\left[\frac{i_B}{I_{BS}} + 1\right]$$

$$h_{ie} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial i_B}\bigg|_Q = \frac{\eta V_T}{i_B + I_{BS}}\bigg|_Q = \frac{\eta V_T}{I_{BQ} + I_{BS}} = \frac{\eta V_T}{I_{BQ}}$$

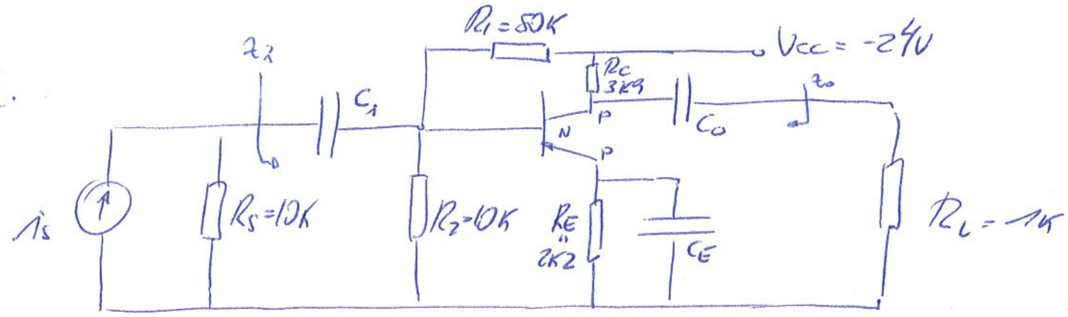
$I_{BS} \ll I_{BQ}$ (activa)

$R = \infty = h_{oe} = \frac{\partial i_e}{\partial V_{ce}} = 0$

Suponer $i_C = \beta i_B + (\beta+1) I_{CBO} \simeq \beta i_B \Rightarrow h_{FE} = \frac{\partial i_C}{\partial i_B}\bigg|_Q = \beta$

por estar en activa $i_B \gg I_{CBO}$

Ejemplo.



$C_i \Rightarrow V_{BQ}$ independiente de la entrada

Datos:

$\beta = 100 = h_{fe}$ $\quad V_{EB_{act}} = 0'7V$, $V_{BE_{act}} = -0'7V$ $\quad V_{CE_{sat}} = 0'2V$, $V_{EC_{sat}} = -0'2V$ $\quad h_{re} = 0$, $h_{oe} = 0$, $C\omega \rightarrow \infty$

Obtener

a/ Q analisis DC

b/ Analisis AC

Z_i = Resistencia entrada.

Z_o = Resistencia salida.

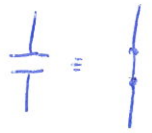
A_v = Ganancia tensión.

A_i = " corriente.

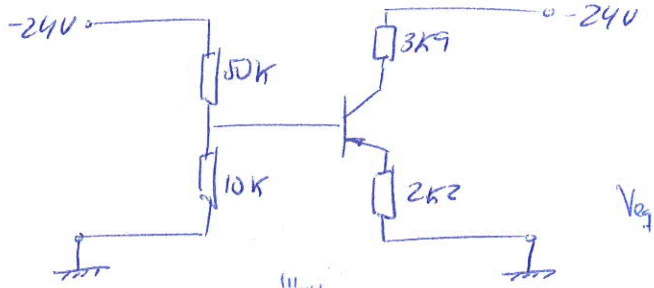
Que quiere decir $C\omega \rightarrow \infty$

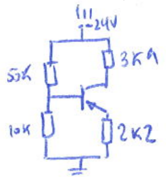
$\Downarrow$

$|Z_c| = \frac{1}{jC\omega} = 0 \Rightarrow C \equiv$ Cortocircuito.

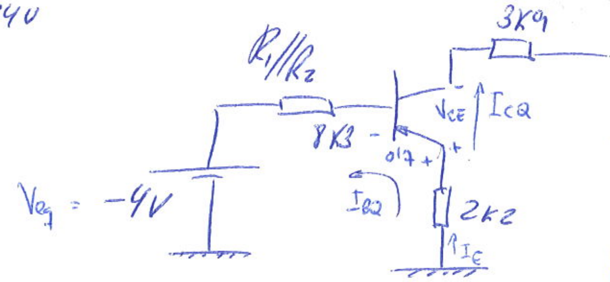
 en alterna.

a/ Analisis en DC. C = abiertos (—o o—)





I_{CQ}



$V_{eq_{th}} = -24 \cdot \frac{10}{60} = -4V$

$R_{eq_{th}} = 50K // 10K = 8K3 = 8'33K$

· Suponiendo activa.

$I_{BQ} = \frac{4 - 0'7}{R_B + (\beta+1)R_E} \simeq 14'3 \mu A$

El calculo solo es válido si luego verificamos que esta en activa.

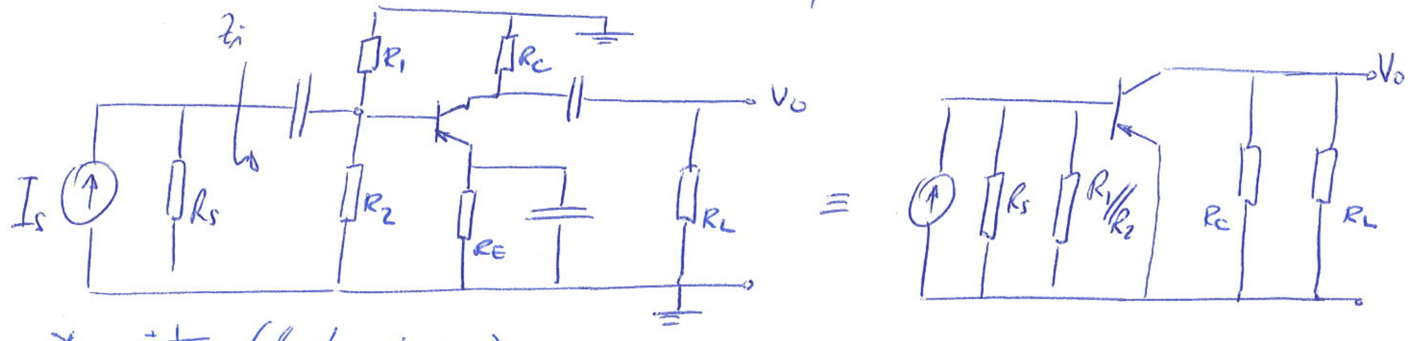
$I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ} = 14'3 \mu A \cdot 100 = 1'43 mA$

$V_{CEQ} = 15'3 V > 0'2V \Rightarrow$ Por tanto BJT en activa

| $V_{CEQ} > 0'2$ |

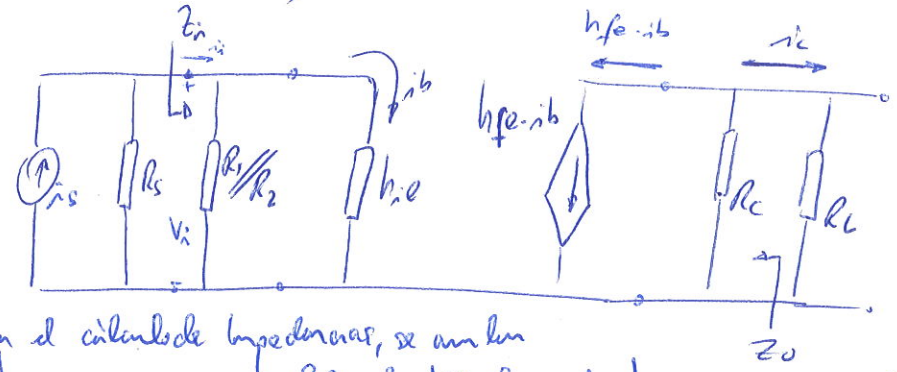
b) Circuito equivalente en alterna

$C\omega \rightarrow \infty \Rightarrow C \equiv C.C$ (cortocircuito) —•—•—



y $\frac{+}{T}$ (fuente tensión) como ⏚

Por tanto nos queda:



$h_{fe} = \beta$

$h_{ie} = \frac{\eta V_T}{I_{BQ}} = 1'75\,K$ ($V_T = 25mV$, $\eta = 1$, $I_{BQ} = 14'3\,\mu A$)

para el cálculo de impedancias, se anulan las fuentes dependientes.

* si no nos dicen nada: $\eta = 1$, $V_T = 25mV$

$Z_i = R_1 // R_2 // h_{ie} = 1'446\,K$

$Z_o = R_C = 3K9 \rightarrow i_b = 0 \Rightarrow h_{fe} i_b = 0$

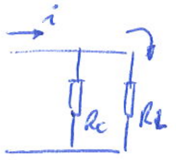
$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o = i_b \beta \cdot R_C // R_L}{V_i = i_b \cdot h_{ie}} = \underline{\underline{-455}}$

Ganancia de Tensión!

El signo negativo indica que la salida está invertida respecto la entrada.

$\Rightarrow A_i = ?$ $\quad A_i = \frac{i_L}{i_i}$

Ganancia corriente.



$I_2 = I \frac{G_L}{G_C + G_L} = I \frac{R_C}{R_C + R_L}$

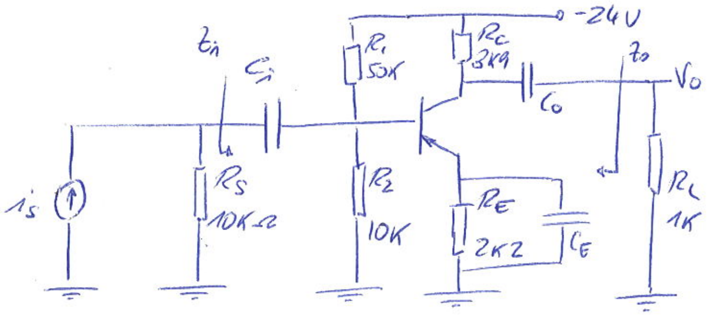
$i_L = \frac{-h_{FE} \cdot i_b \cdot G_L}{G_C + G_L} = -h_{FE} \cdot i_b \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}$

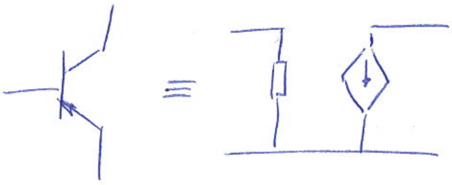
$i_S \neq i_i \quad i_b = i_i \frac{G_{hie}}{G_{hie} + G_{R_1 // R_2}} = i_i \cdot \frac{R_1 // R_2}{h_{ie} + R_1 // R_2} \Rightarrow i_i = i_b \frac{h_{ie} + R_1 // R_2}{R_1 // R_2}$

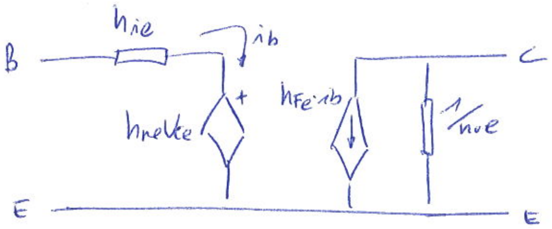
y sustituyendo $\underline{A_i = -65} = \frac{i_L}{i_i} = \frac{-h_{fe} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}}{\frac{h_{ie} + R_1 // R_2}{R_1 // R_2}}$ < h_{fe} = Valor máximo

($\frac{R_C}{R_C+R_L} < 1$; $\frac{h_{ie} + R_1//R_2}{R_1//R_2} > 1$)

<u>Obs.</u> $\boxed{A_i = A_V \cdot \frac{Z_i}{R_L}}$; $A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{V_o / R_L}{V_i / Z_i} = A_V \frac{Z_i}{R_L}$



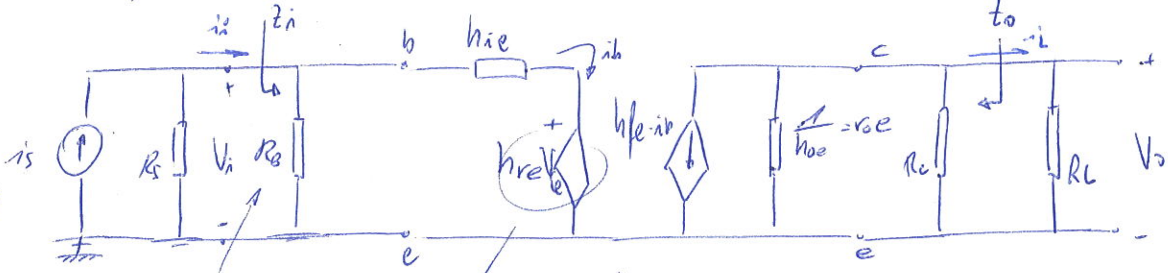




$h_{Fe} \neq h_{FE} = \beta$ ↳ para polarización

para pequeña señal → h_{Fe}

Circuito equivalente en alterna:



corriente alterna en pequeña señal

50K//10K

$h_{re} = 10^{-4}$

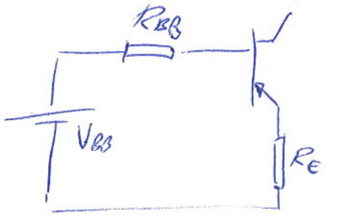
$h_{oe} = 10^{-4}$ S (siemens) $= \Omega^{-1}$

⇓

$r_{oe} = 10\ K\Omega$

Antes:

$$I_{BQ} \simeq \frac{V_{BB} - 0'7}{R_{BB} + (\beta+1)R_E}$$



$$V_o = -h_{Fe} \cdot i_b \left(r_{oe} // R_C // R_L \right)$$

$$V_i = h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \cdot \underset{V_o}{\underset{\parallel}{V_{ce}}} =$$

$$= h_{ie} \cdot i_b + h_{re} \left[-h_{Fe} \cdot i_b \left(r_{oe} // R_C // R_L \right) \right]$$

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-h_{Fe} \cdot (r_{oe} // R_C // R_L)}{h_{ie} + h_{re} \left[-h_{Fe} (r_{oe} // R_C // R_L) \right]} =$$

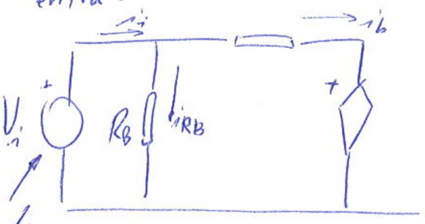
$$= \frac{-h_{Fe} (r_{oe} // R_C // R_L)}{h_{ie} - h_{re} \cdot h_{Fe} (r_{oe} // R_C // R_L)} = -42$$

- Disminuye ΔV: 1) Aparecer r_{oe} => se reparte más $h_{fe} i_b$
2) h_{re} => $\Delta V \uparrow$ poco.

Zi: (Impedancia de entrada)

$i_i = i_{RB} + i_b$

Corriente que entra:



fuente de test.

$$V_i = h_{ie} i_b + h_{re}(-h_{fe} i_b (r_{oe} \| R_C \| R_L))$$

$$i_b = \frac{V_i}{h_{ie} - h_{fe} h_{re} i_b (r_{oe} \| R_C \| R_L)}$$

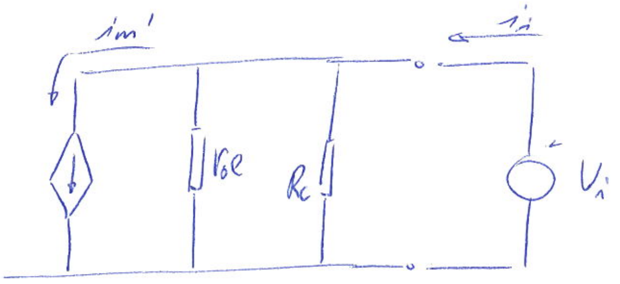
$$i_i = i_{RB} + i_b = \frac{V_i}{R_B} + \frac{V_i}{h_{ie} - h_{fe} h_{re} (r_{oe} \| R_C \| R_L)}$$

$$Z_i = \frac{V_i}{i_i} = \frac{V_i}{\frac{V_i}{R_B} + \frac{V_i}{h_{ie} - h_{fe} h_{re}(r_{oe} \| R_C \| R_L)}} = R_B \,\|\, \left[h_{ie} - h_{fe} h_{re} (r_{oe} \| R_C \| R_L) \right]$$

$Z_i = 1'441 \text{ k}\Omega$ Antes $= 1'445 \text{ k}\Omega$

aumenta pues nos aumenta i_b => $i_i \uparrow$ => $Z_i \downarrow$

Zo: (Impedancia de salida)



(fuente de test)

$$i_m' = h_{fe} \cdot i_b = -\frac{h_{fe}\, h_{re} V_i}{R_s /\!/ R_B + h_{ie}}$$

$$i_b = \frac{-h_{re} \cdot V_{ce}}{R_s /\!/ R_B + h_{ie}}$$

$$i_i = i_m' + \frac{V_i}{r_{oe} /\!/ R_c} = V_i \left(\frac{1}{r_{oe} /\!/ R_c} - \frac{h_{fe}\, h_{re}}{R_s /\!/ R_B + h_{ie}} \right)$$

$$Z_o = \frac{V_i}{i_i} = \frac{1}{\underbrace{\frac{1}{r_{oe}/\!/R_c}}_{A} - \underbrace{\frac{h_{fe}\, h_{re}}{R_s/\!/R_B + h_{ie}}}_{B}} = \frac{1}{\frac{1}{r_{oe}/\!/R_c}} = r_{oe}/\!/R_c \simeq 2'82\ K\Omega$$

$\longrightarrow$ $A \gg B$ y por tanto B es despreciable.

Antes $Z_o = 3'9\ K\Omega$

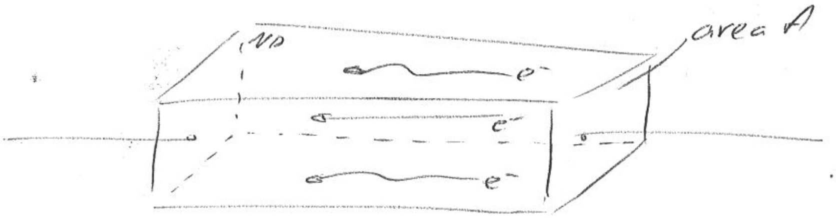
La disminución de Z_o es debida principalmente a h_{oe}.

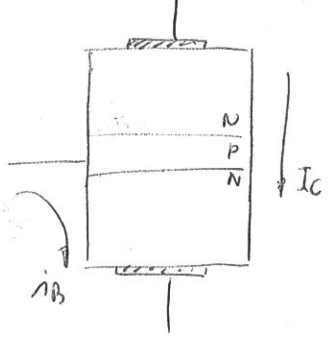
A_i: (Ganancia de corriente)

$$A_i = A_v \cdot \frac{Z_i}{R_L} = -42'3\ \frac{1'441}{1} = -60'95 \qquad \text{Antes } -65'77$$

2.2. El transistor JFET

Introducción al transistor JFET y MOS





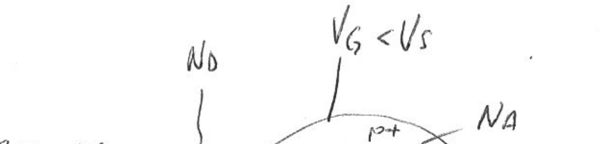
$J_a = q(\mu_n \cdot n + \mu_p p)E$

$I = A \cdot J_a = A \cdot q\mu_n N_D \cdot E$

$n \simeq N_D$
Valido si $N_d >> n_i$
$n >> p$

si hay cargas libres (e^- libres) $\rightarrow$ $n\uparrow$ $p\uparrow$ $\Rightarrow J_a \uparrow$
Corriente de arrastre

En la ZCE no hay apenas portadores



p^+ / n / $N_A >> N_D$ en la zona P, en la zona N

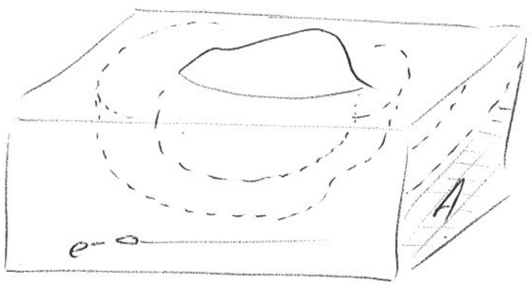
Por aparecer ZCE $\Rightarrow A\downarrow \Rightarrow I\downarrow$
(Aumenta ZCE, al aumentar V_G)

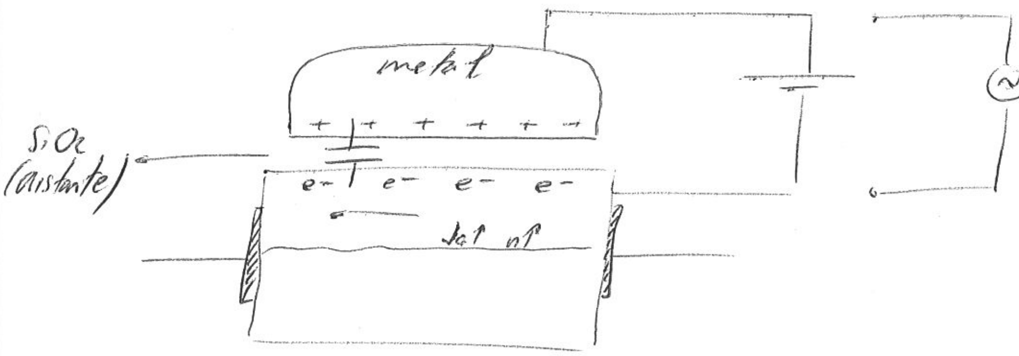
Sabemos que el ancho de la ZCE depende de $V_G - V_S$

$\Downarrow$

Podemos controlar A y I a través de V_G

Cuando aumenta V_G, también aumenta la zce y por tanto disminuye el area de movilidad de los e⁻.





$I = A \cdot q \cdot \mu_n \cdot n \cdot E$

similar al MOS

FET (field effect transistor). transistor de efecto de campo

JFET (Junction) — JFETP, JFETN

IGFET (insulated Gate) = MOS, MOSFET, MOST — NMOS, PMOS

(Metal oxid conductor)

hoy en dia se ha sustituido x Poly Silici dopat.

- Caracteristicas más importantes
  - Impedancias de entrada elevadas

    1MΩ a 10GΩ

    MOS → SiO_2 aislante

    JFET → union G-canal en inversa

2. Ocupan menos espacio

3. Corriente (I) controlada x tensión.

BJT: I ⟶ I (en BJT controlada x corriente)

4. Equivalen a resistencias controladas por tensiones.

Se hace servir como R en CI. (C Integrados)

5. Pueden conmutar I's elevadas rapidamente

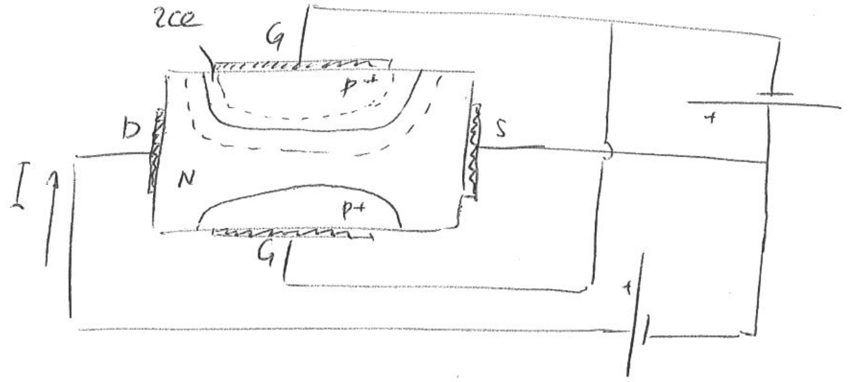
⇓

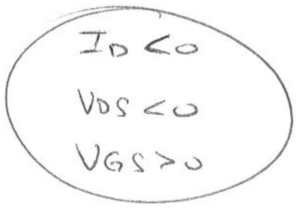
Usadas como conmutadores de potencia

6. Menos sonoros.

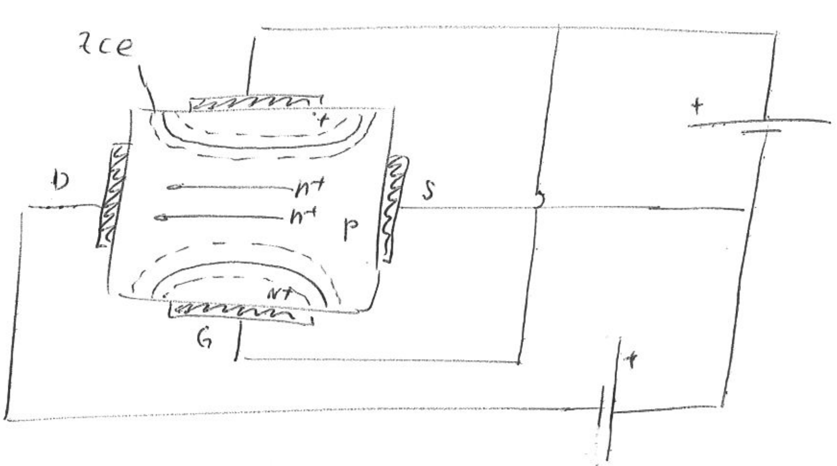
2.2.1 Estructura del JFET

JFET de canal N:





JFET de canal P:



D: drain

S: source (surtidor)

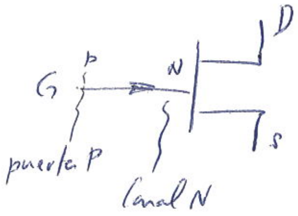
G: gate (puerta)

la conducción es por arrastre => será debida a los mayoritarios => al FET también se le llama transistor unipolar. (BJT: Transistor bipolar)

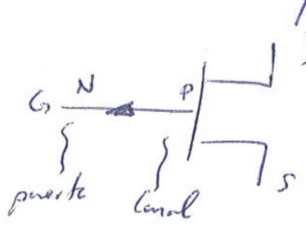
S: terminal x donde entran los mayoritarios.

D: " " " salen " "

JFET N $\begin{cases} V_{GS} \text{ es } 0 \ (V_G < V_S) \\ V_{DS} > 0 \end{cases}$



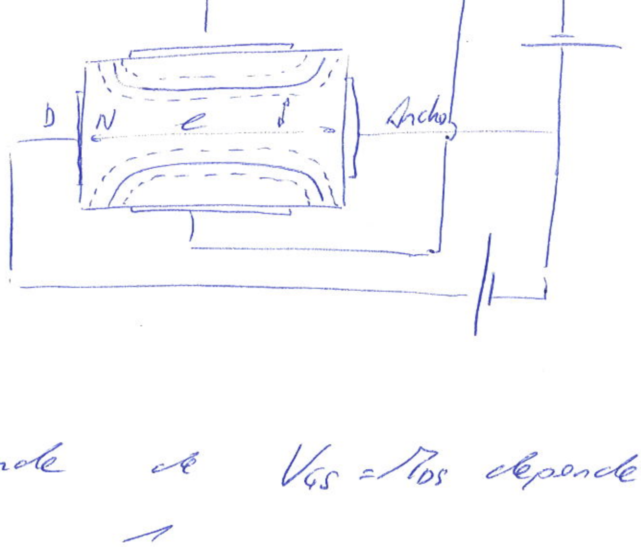
JFET P $\begin{cases} V_G > V_S \equiv V_{GS} > 0 \\ V_{DS} < 0 \text{ (xq els e- sean de S a D.)} \end{cases}$



JFET es (en principio) reversible.

2.2.2 Funcionamiento curvas características

a) $|V_{DS}|$ pequeñas



=> El ancho del canal es constante e independiente de V_{DS}.

$I = A \cdot q \cdot \mu_n \cdot N_D \cdot E$, $E = V/\ell$ — tensión

$$r_{DS} = \frac{V_{DS}}{I_D} = \frac{\ell}{A \cdot q \cdot \mu_n \cdot N_D} = cte.$$

A depende de V_{GS} => r_{DS} depende de V_{GS}.

$$r_{DS} = \frac{1}{G_0\left[1 - \sqrt{\frac{V_{GS}}{V_P}}\right]}$$

Si A=cte respecto V_{DS}

$V_{GS} = 0$ $V_{DS} = \frac{1}{G_0}$ $G_0 = \frac{q \cdot \mu_n \cdot N_D \cdot s}{\ell}$ (σ; s = sección; ℓ = longitud)

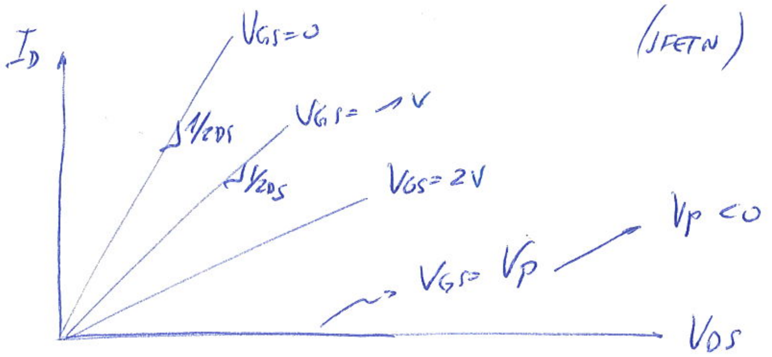
$G_0 \Rightarrow$ Conductancia para $V_{GS} = 0$ $\frac{1}{G_0} = R_0$ (Resistencia del canal)

$V_{GS} = V_P \Rightarrow R_{DS} = \infty$ (estrangulamiento del canal)

V_P recibe el nombre de

tensión de estricción, bloqueo, estrangulamiento, pinch-off

$V_{GS} < 0$ (JFETN) $\Rightarrow$ $V_P < 0$



No hay característica para $V_{GS} > 0$

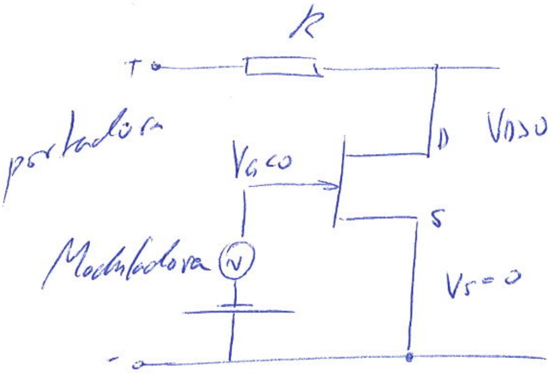
Solo para $V_{GS} < 0$

En el JFET P $\Rightarrow$ $V_{GS} > 0 \Rightarrow V_P > 0$

Con $|V_{DS}|$ pequeñas $\Rightarrow$ se denomina comportamiento en zona óhmica

Ejem:

Modulador de A.M.



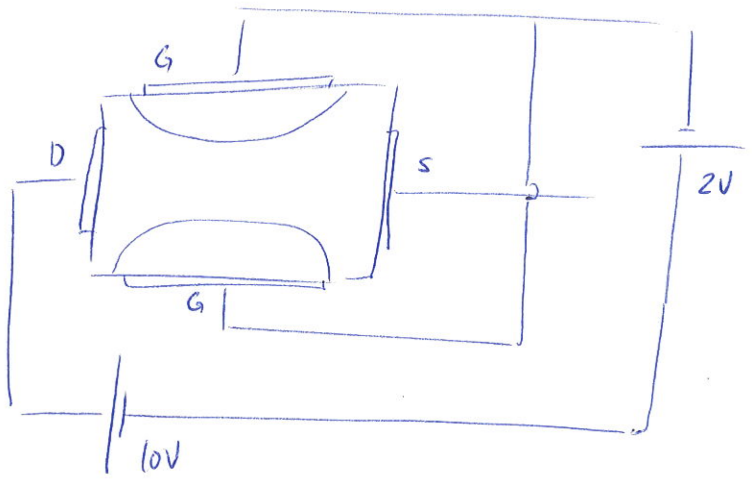
$V_{GS} < 0$

$V_{GG} > V_P$

$V_{GG} < 0 \quad V_P < 0$

$|V_{GG}| < |V_P|$

b) Zona de saturación $|V_{DS}|$ Grandes: El canal no tiene ancho uniforme. El canal más estrecho en la zona de drenador.



$V_{GD} = -12V$

$V_{GS} = -2V$

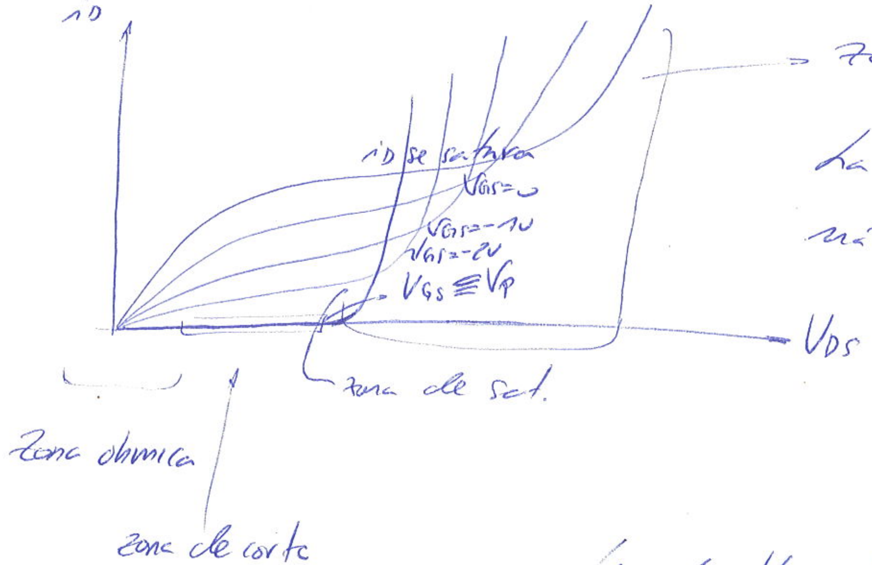
en D está más en inversa ZCE más ancha.

$$V_{GD} = V_{GS} + V_{SD} = V_{GS} - V_{DS}$$

$V_{SD} = -V_{DS}$

$V_{GD} < V_{GS}$

curva característica de salida



→ zona de ruptura inversa

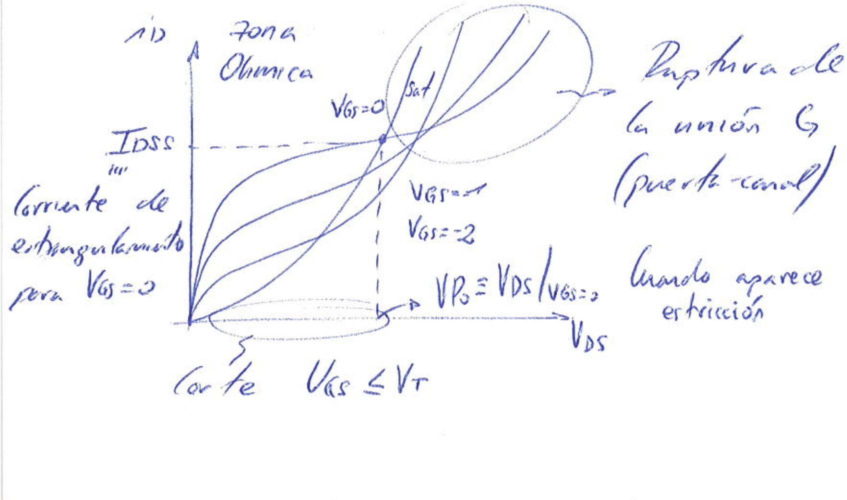
La puerta está polarizada más inversamente en la zona de drenador.

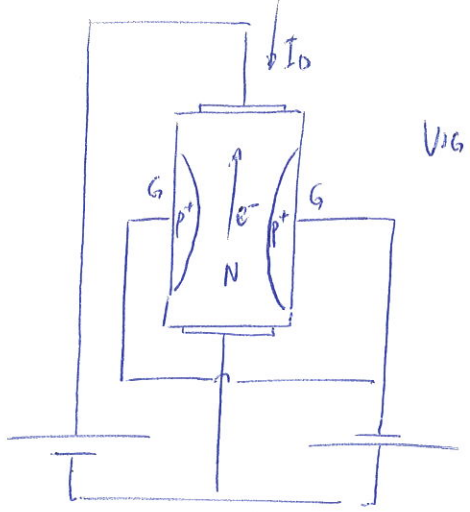
Cuando $V_{GD} = V_P$. Hay estrangulamiento e iD saturada.

· El estrangulamiento siempre se produce en el drenador ($|V_{GD}| > |V_{GS}|$)

I=cte
E=cte

Ancho del estrangulamiento (hay una diferencia de tensión en ambas bandas)





$V_{G\,canal} = V_P < 0$
"
V_{GD}

$$V_{P0} = V_{DS}\Big|_{V_{GS}=0} = V_{DG}\Big|_{V_{GS}=0} = -V_{GD}\Big|_{V_{GS}=0} = -V_P \Rightarrow \boxed{V_{P0} = -V_P}$$

estrangulamiento — estrangulamiento

JFETN ⇒ $V_{DS} \geq 0$, $V_P < 0$

· tensión del drenador y surtidor (si $V_{GS}=0$) a partir de que aparece saturación o restricción.

- Para un JFETN:

Condición de saturación: $V_{GD} \leq V_P$

y sabiendo que: $V_{GD} = V_{GS} - V_{DS}$

$V_{GS} - V_{DS} \leq V_P$

$V_{DS} \geq V_{GS} - V_P$

- Para un JFETP:

Condición de saturación: $V_D < V_S \Rightarrow V_{GD} > V_{GS} \Rightarrow V_{DG} < V_{SG}$

en el drenador la unión está más inversa

sat $\Longleftrightarrow$ $V_{GD} \geq V_P$

$V_{GS} - V_{DS} \geq V_P$

$V_{DS} \leq V_{GS} - V_P$

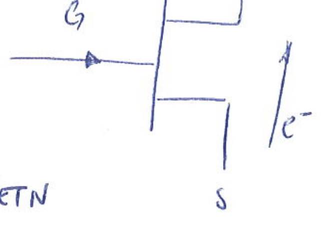
$V_{d} = D_D - V_G = V_{DG}$

zce del diodo aumenta para $V_{DG} \downarrow \Longleftrightarrow V_{GD} \uparrow$

Pasar de JFETN a JFETP

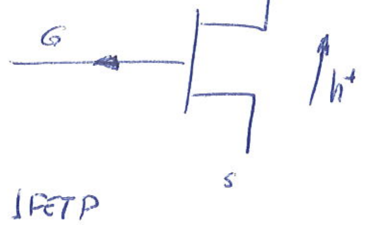
- mantener los signos de referencias de las corrientes y cambiamos el signo de las corrientes en las Fórmulas.
- nos vemos obligados a mantener las referencias de tensiones y cambiar sus signos en las ecuaciones igual que en el BJT.

$V_{BE} = V_B - V_E$



JFETN

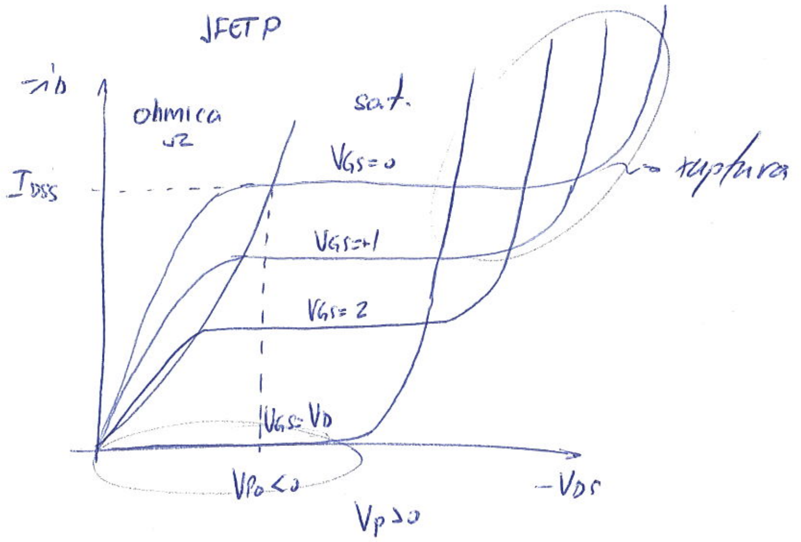
$I_D > 0$



JFETP

$I_D < 0$

JFETP



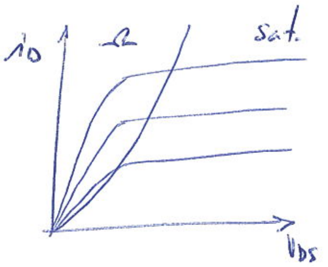
$V_p > 0$

$I_{DSS} < 0$

$= -10mA$

$$\boxed{V_{Po} = -V_p}$$

Valor de la corriente de sat.



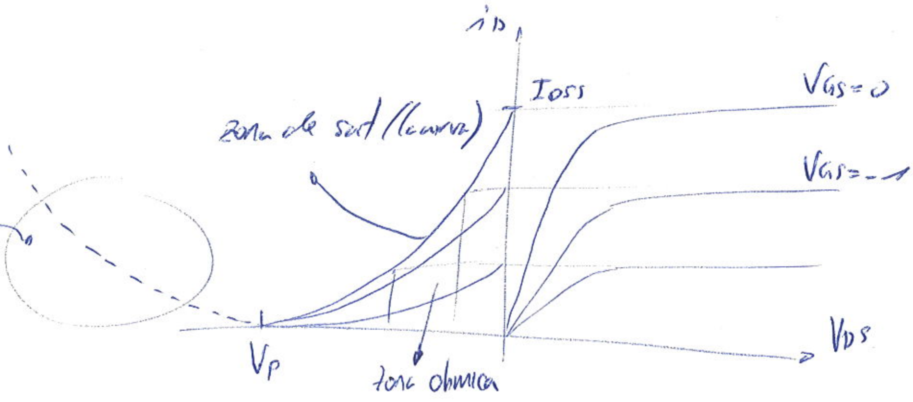
Curvas planas en sat. ⇒ $i_D(V_{GS})$

$$\boxed{i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2}$$

→ V_{GS} y V_p tienen el mismo signo <0 para JFETN

Este tramo de curva no existe:

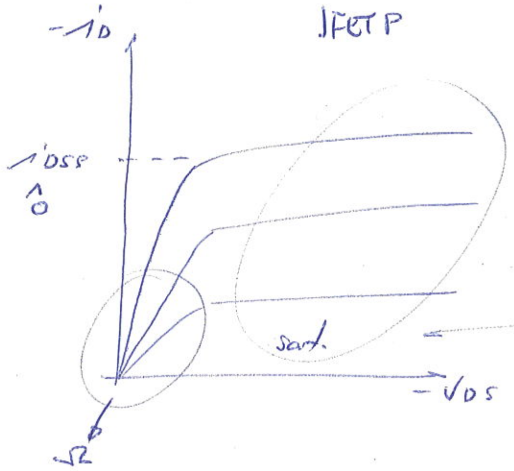
$V_{GS} \leq V_p \Rightarrow i_D = 0$



Corriente de sat en JFETP

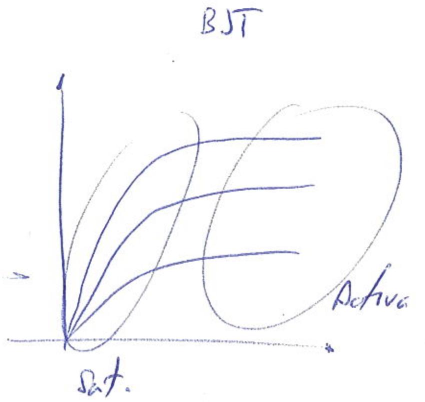
$$\boxed{i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2} \Rightarrow i_D < 0$$

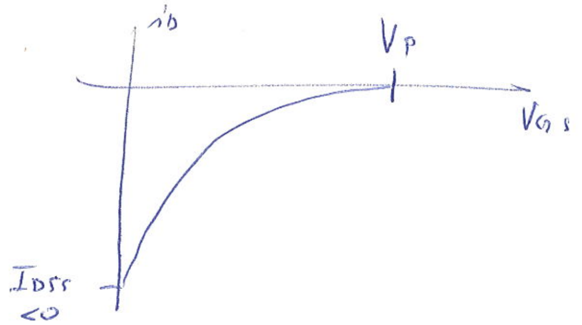
los 2 tienen el mismo signo (+)



⇐ Curva característica de salida

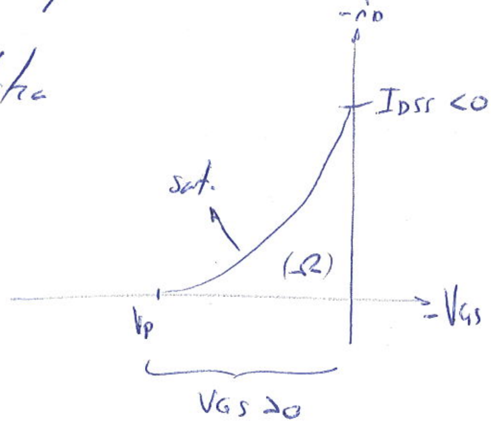
No es lo mismo!!

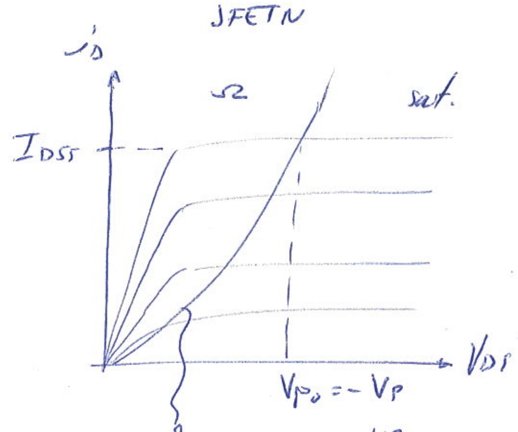




Se recupera la forma del JFETN

curva característica de transferencia





$$I_D = I_{DSS} \cdot \frac{V_{DS}^2}{V_P^2}$$

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$V_{GS} = V_{DS} + V_P$$

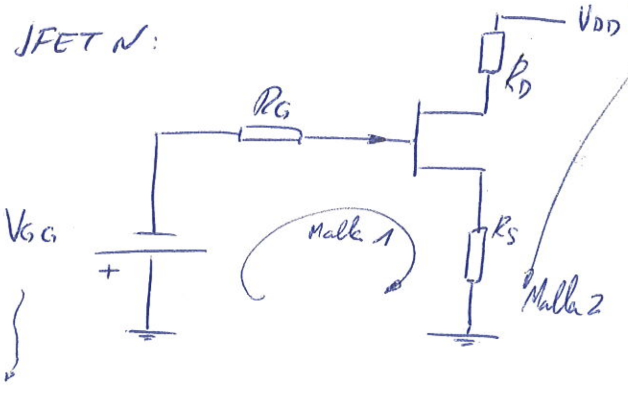
inicio sat.: $V_{DS} = V_{GS} - V_P$

→ sustituyendo $I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} - \frac{V_P}{V_P}\right)^2$

2.1.3 Rectas de carga en continua. Punto de trabajo

En general, el circuito de polarización sería:

JFET N:



$V_{DD} > 0$ para conseguir $V_{DS} > 0$

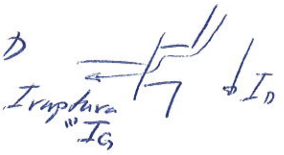
R_D y R_S : sus valores fijan el punto de trabajo. Q.

hacia abajo para

$V_G < 0 \Rightarrow V_G < V_S \Rightarrow$ G - canal en inversa.

- G - canal en inversa $\Rightarrow I_G \simeq 0$ (casi siempre) $V_D \uparrow\uparrow \Rightarrow$

$\Rightarrow$ puede haber ruptura G-D



$V_{RG} = I_G \cdot R_G$

10nA $\quad 10^6$

$I_G \simeq 0 \rightarrow V_G = -V_{GG}$

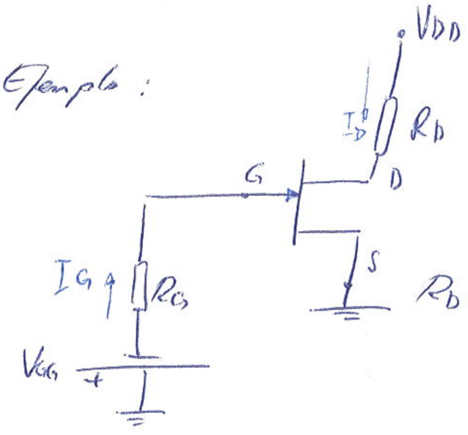
Análisis:

- KVL en 2 mallas $\Rightarrow$ 2 ecuaciones

V_{GS}, V_{DS}, I_D } 3 incógnitas

- aplicar las curvas características de JFET
  - Ω : $i_D = \frac{V_{DS}}{r_{DS}}$
  - sat : $i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$
  - corte

Ejemplo:



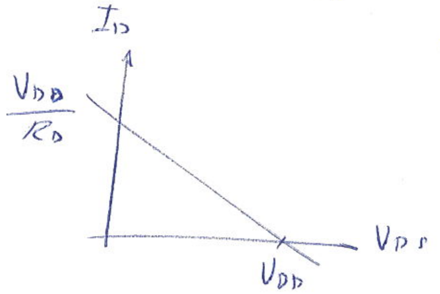
$R_D = \infty \Rightarrow$ se separa la malla de entrada de la salida.

1. KVL1 en malla GS: $-V_{GG} = R_G \cdot I_G + V_{GS} \Rightarrow \boxed{V_{GS} = -V_{GG}}$

$I_G = 0$; $R_G \cdot I_G = 0$; $I_G \cdot R_G << V_{GS}$

2. KVL2 malla D-S:

$$V_{DD} = I_D \cdot R_D + V_{DS} \rightarrow I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D}$$ Recta de carga en la salida RCCS.



3. Aplicar características de JFET N

- Corte? : no $V_{GS} < 0$ correcto ($> V_P$) $V_{DS} > 0$ correcto.
- Saturación
- Ω

} Una de las dos (sat.) y luego lo comprobamos.

Hemos supuesto SAT, debemos comprobarlo.

4. $$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{-V_{GG}}{V_P}\right)^2 = \ldots < I_{DSS}$$

(el paréntesis < 1; el resultado es I_{DQ})

5. $I_{DQ} \Rightarrow$ hallamos $V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} \cdot R_D$ (KVL2)

$$I_{DSS}\left(1 - \frac{-V_{GG}}{V_P}\right)^2 = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D} \Rightarrow V_{DS} = \ldots$$

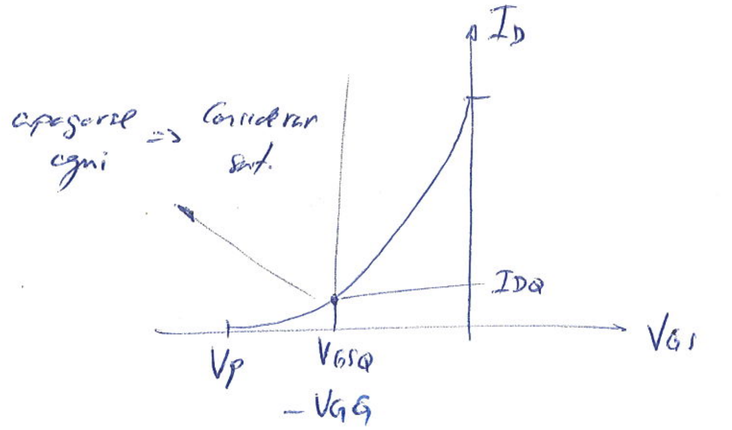
6. Comprobar si está en sat. $V_{DSQ} \overset{?}{\geq} V_{GSQ} - V_P$

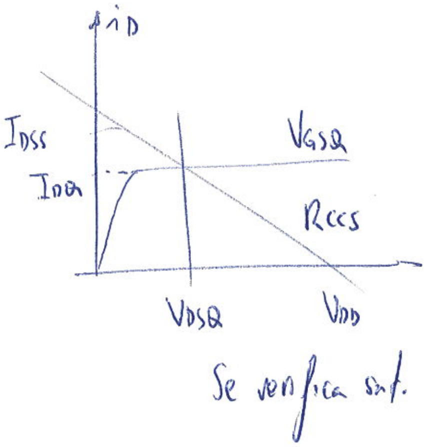
JFET N SAT $\Longleftrightarrow$ $V_{DS} \geq V_{GS} - V_P$ ($V_{GSQ} = -V_{GG}$)

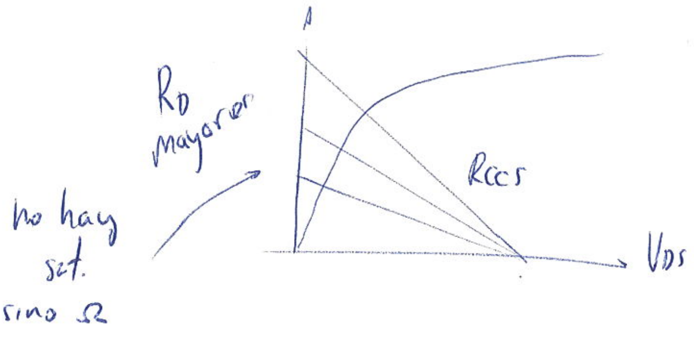
7. en caso de no cumplirse el (6) estaríamos en Ω =>

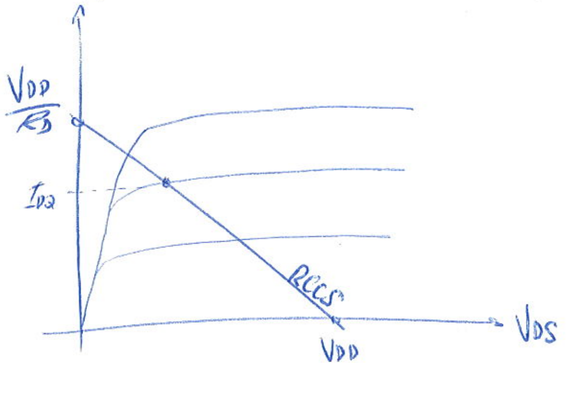
=> se debería repetir el punto (4) con

$$r_{DS} = \frac{1}{G_0\left[1 - \sqrt{\frac{V_{GS}}{V_P}}\right]} \quad \text{nos relaciona} \quad I_{DQ} = V_{DSQ}/r_{DS}$$

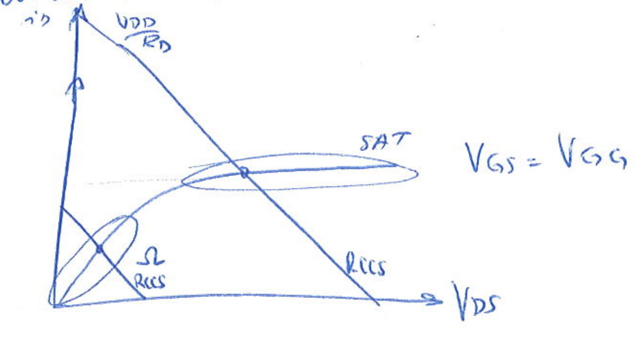








Curva característica:

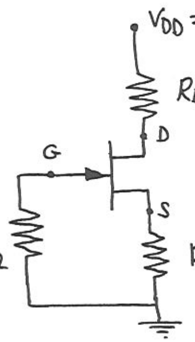


$$I_{DQ} = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D} = RCCS$$

$I_{DQ} \equiv i_D$

* Ejemplo 2:

- ¿Q?
- ¿Zona de funcionamiento?



→ Vala cuidado, pues V_{R_S} nos propaciona V_{GS}.

$|I_{DSS}| = 3mA$; $|V_p| = 2{,}4V$

1. Averiguar signos de I_{DSS} y V_p: JFET N $\Rightarrow \begin{cases} I_D > 0 \Rightarrow I_{DSS} > 0 \\ V_{GS} < 0 \Rightarrow V_p < 0 \end{cases}$

2. Análisis de mallas:

KVL1: $R_G I_G = V_{GS} + I_S R_S \Rightarrow I_D = \frac{-V_{GS}}{R_S}$

$I_G = 0$ ⇕ No hay ruptura. Corriente de fuga despreciable. $I_S = I_D$

Alias "RCCE". Es condición en la curva característica de transferencia.

KVL2: $V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + I_D R_S$

⇕

$I_D = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{R_D + R_S}$ RCCS (Lugar geométrico de las tensiones y corrientes aceptadas por V_{DD}, R_D, R_S)

(2 eqs, 3 incogs: V_{GS}, V_{DS}, I_D)

3. Suposición de zona de trabajo: SAT ⇒

$\Rightarrow I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$

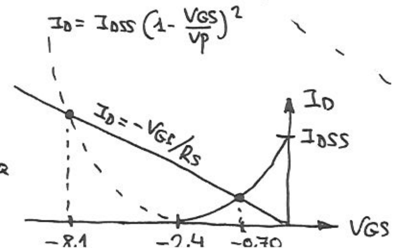
KVL1: $I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2 = \frac{-V_{GS}}{R_S}$

$V_{GS}^2 + 8{,}885 V_{GS} + 5{,}76 = 0$

$V_{GS} = \begin{cases} -0{,}704\ V & \text{O.K.} \\ -8{,}181\ V < V_p = -2{,}4V\ !!! \end{cases}$

← Solución sólo matemática.

Obs:
- R_S fija V_{GS_Q} y I_{D_Q}



$V_{GS} = -0{,}704\ V \Rightarrow I_D = 1{,}498\ mA$

KVL2: $V_{DS} = V_{DD} - I_D(R_D + R_S) = 11{,}3\ V$

Obs: - R_D ajusta V_{DSQ}.

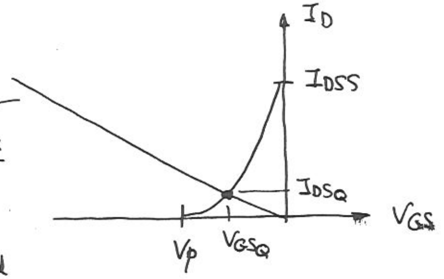
4. Comprobación de la saturación:

Región de sat JFET N $\Leftrightarrow \begin{cases} V_{GS} < 0 \\ V_{GS} > V_p \\ V_{DS} \geq V_{GS} - V_p \end{cases}$

Hemos obtenido: $\begin{cases} V_{GS} = -0{,}704\ V & < 0,\ > -2{,}4 \\ V_{DS} = 11{,}3 > -0{,}704 - -2{,}4 & \text{sí} \end{cases}$

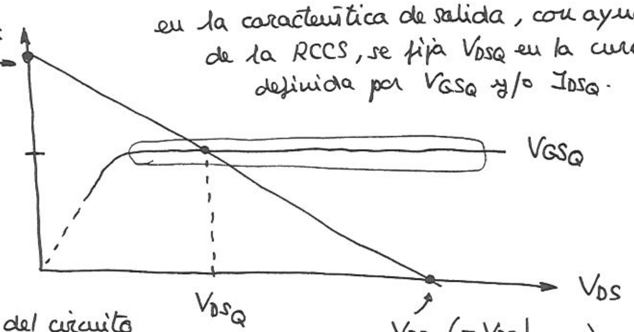
Por lo tanto se verifica SAT.

El análisis gráfico había comenzado en la característica de transferencia:



$I_D = \frac{-V_{GS}}{R_S}$ ↔ Verlo directamente en el circuito.

en la característica de salida, con ayuda de la RCCS, se fija V_{DSQ} en la curva definida por V_{GSQ} y/o I_{DSQ}.



$\frac{V_{DD}}{12k\Omega + 0{,}47k\Omega} = \left(I_{DS}\big|_{V_{DS}=0}\right)$

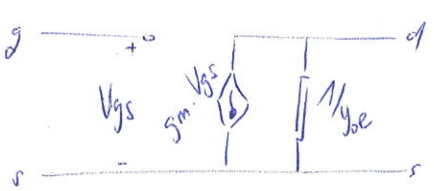
$V_{DD} \left(= V_{DS}\big|_{I_D = 0}\right)$

La RCCS se puede hallar por inspección del circuito en este caso.

2.2.4 Modelo del JFET en pequeña señal

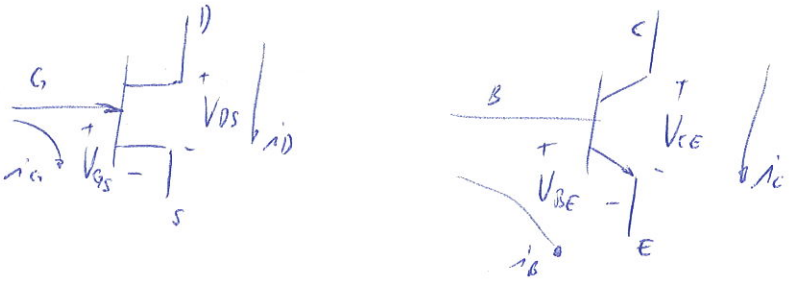
- Validez del modelo:

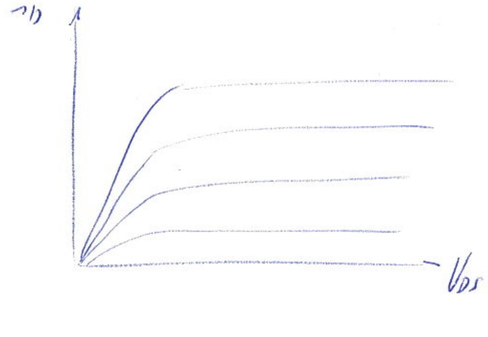
Modelo



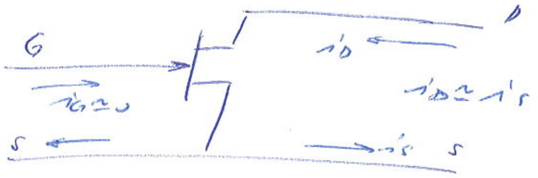
Aproximaciones lineales de 1^{er} orden ⟹
- JFET en saturación
- Sólo vale la linealización si las señales son pequeñas ≡ pequeña señal.
- Baja frecuencia.

- Analogía JFET – BJT

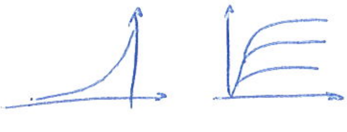




También utilizaremos las configuraciones Bipuerto:



JFET: V_{GS} i_D ; V_{DS} i_G } Relación $i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$

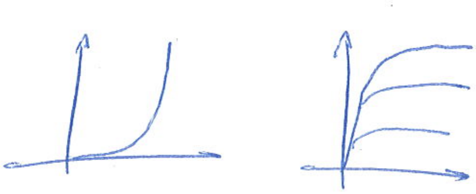


JFET: teniendo en cuenta que trabajamos en saturación.

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

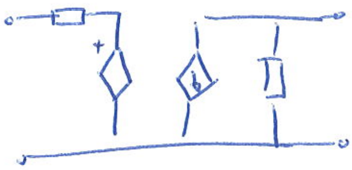
Normalmente $i_G = 0$

Para BJT: V_{BE} i_B ; V_{CE} i_C } relación $i_C = \beta i_B$



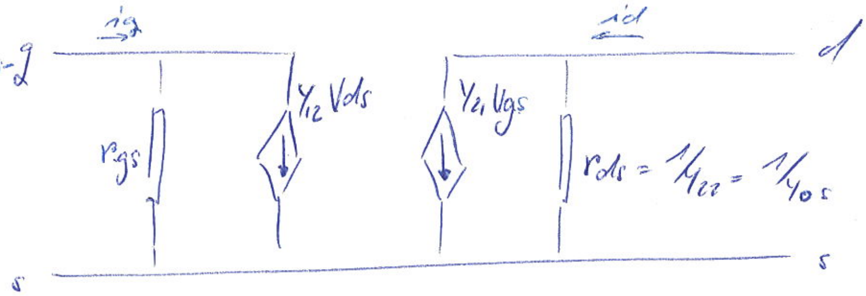
Utilizaremos el modelo de parámetros de admitancia (Y)

BJT - Híbrido -



- Surtidor común -

JFET -Admitancias-Y



$Y_{21}\cdot V_{gs} = Y_{fs}\cdot V_{GS} = g_m\cdot V_{gs}$ (fs: surtidor común (Forward))

$Y_{12}\cdot V_{ds} = Y_{rs}\cdot V_{ds}$ (rs: reverse)

$r_{gs} = \frac{1}{Y_{11}} = \frac{1}{Y_{is}}$

Utilizar esto es válido ya que $\begin{cases} i_G = f_1(V_{GS}, V_{DS}) \\ i_D = f_2(V_{GS}, V_{DS}) \end{cases}$ } corriente en función de tensiones (f: función)

Si se cumple podemos aplicar las derivadas:

$$\begin{cases} di_G = \left.\frac{\partial i_G}{\partial V_{GS}}\right|_Q dV_{GS} + \left.\frac{\partial i_G}{\partial V_{DS}}\right|_Q dV_{DS} \\ di_D = \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_Q dV_{GS} + \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\right|_Q dV_{DS} \end{cases}$$

. Si estamos en pequeña señal $\Delta x \simeq dx \Rightarrow$ *
(Δx: cualquier señal; dx: diferencial de la señal)

* Se puede utilizar el modelo lineal sin gran pérdida de exactitud.

$i_G = I_{GQ} + i_g$; $i_g = \Delta i_G$
(I_{GQ}: polarización; i_g: pequeña señal)

$$i_g = \underbrace{\left.\frac{\partial i_G}{\partial V_{GS}}\right|_Q v_{gs}}_{Y_{is}\cdot V_{gs}} + \underbrace{\left.\frac{\partial i_G}{\partial V_{DS}}\right|_Q v_{ds}}_{Y_{rs}\cdot V_{ds}}$$

Con la otra ecuación nos queda:

$$i_d = \underbrace{\left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_Q V_{gs}}_{Y_{FS}\cdot V_{gs}} + \underbrace{\left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\right|_Q V_{ds}}_{Y_{OS}\cdot V_{ds}}$$

- Obtención de los parámetros del modelo Y:

1. Según la característica de entrada, $i_G \simeq 0 \Rightarrow$

$$\Rightarrow Y_{is} = \left.\frac{\partial i_G}{\partial V_{GS}}\right|_Q = 0 \longrightarrow r_{gs} = \frac{1}{Y_{is}} = \infty$$

En la práctica: $r_{gs} \simeq 10\,M\Omega$ o mayores

$$Y_{rs} = \left.\frac{\partial i_G}{\partial V_{GS}}\right|_Q = 0$$

↑ $i_G \downarrow\downarrow\downarrow \simeq 0$

2. Según la característica de salida: $i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$

$$Y_{FS} = \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_Q = \underbrace{\frac{-2\,I_{DSS}}{V_P}}_{g_{m0}}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)$$

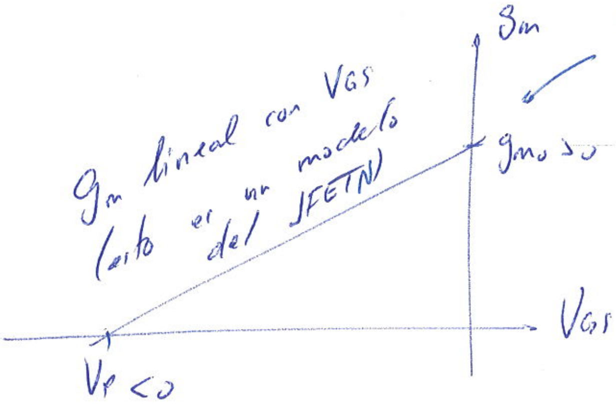
Def: g_m = Transconductancia (directa) $\equiv Y_{FS}$
o conductancia mutua

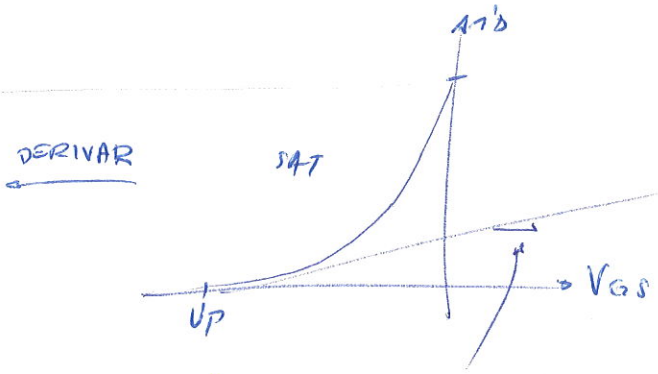
$g_m = Y_{FS}$

$$g_{m0} \equiv g_m\Big|_{V_{GS_Q}=0} = \frac{-2\cdot I_{DSS}}{V_P}$$

$$\boxed{g_m = g_{m0}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)} \quad ; \quad \boxed{g_{m0} = \frac{-2\cdot I_{DSS}}{V_P}}$$

en este punto tenemos corriente máx:





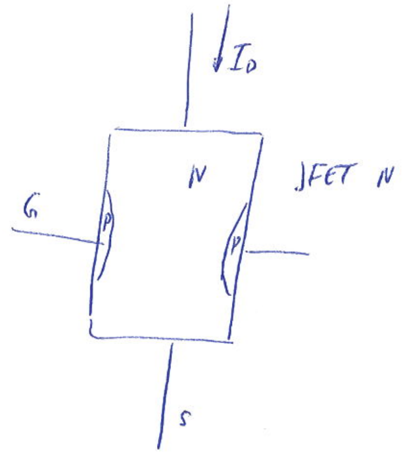
La derivada es g_m.

Podemos hallar g_m de las características del fabricante

$V_{DS} < 0$

"

$V_P < 0$



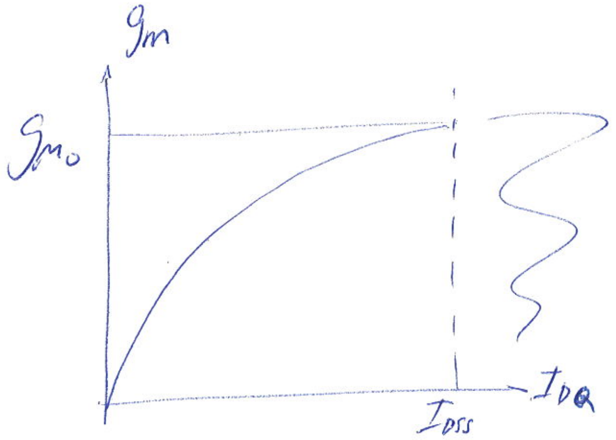
Obtención de g_m de Q

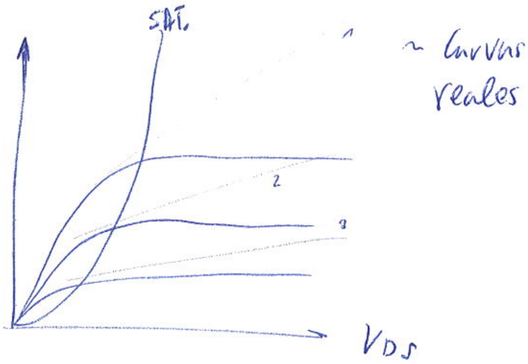
$$g_m = \underbrace{\frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_P}}_{g_{m0}} \left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)$$

$$\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}} = \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$\boxed{g_m = g_{m0} \sqrt{\frac{I_{DQ}}{I_{DSS}}}}$$

Valores típicos 1mS o 10mS (milisegundos)





Finalmente $Y_{os} = \frac{1}{r_{ds}} = \frac{\partial i_D}{\partial V_{DS}}\Big|_Q = 0 \leftarrow i_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$

$r_{ds} = 10K \ldots 1M\Omega$

obs

+ $g_m > 0$ para JFET P y N ⇒ $g_m > 0$ para ambos casos.

JFETN $g_m = \frac{-2 \cdot I_{DSS}}{V_P < 0}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right) > 0$

$I_{DSS} > 0$
$V_P < 0$

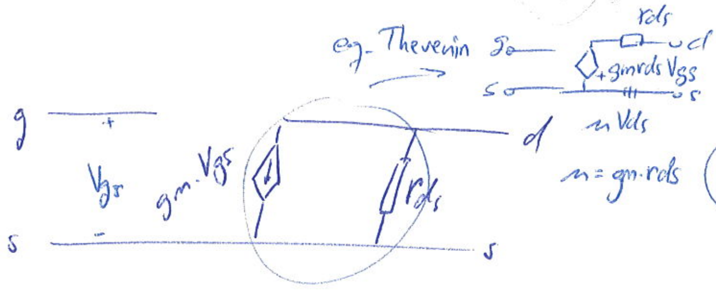
→ Ambos del mismo signo.

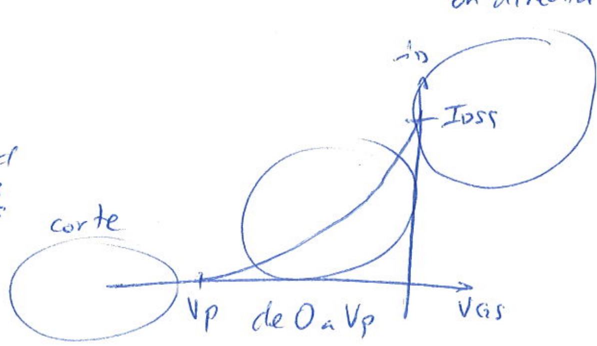
JFETP $g_m = -\frac{2 \cdot I_{DSS}}{V_P > 0}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)$

$I_{DSS} < 0$
$V_P > 0$

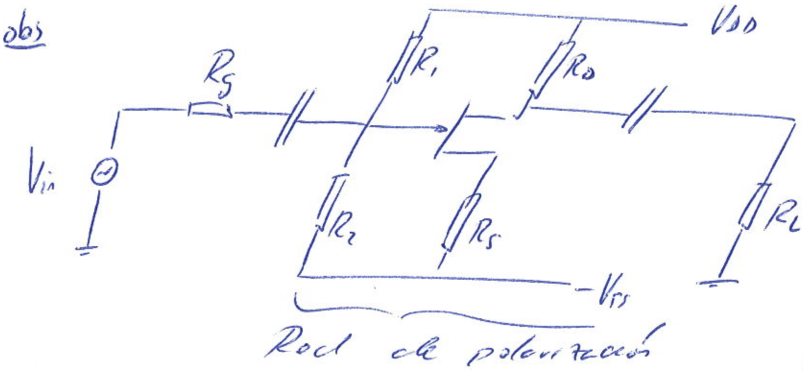
modelo

$Y_{rs} \to 0$
$r_{gs} \to \infty$





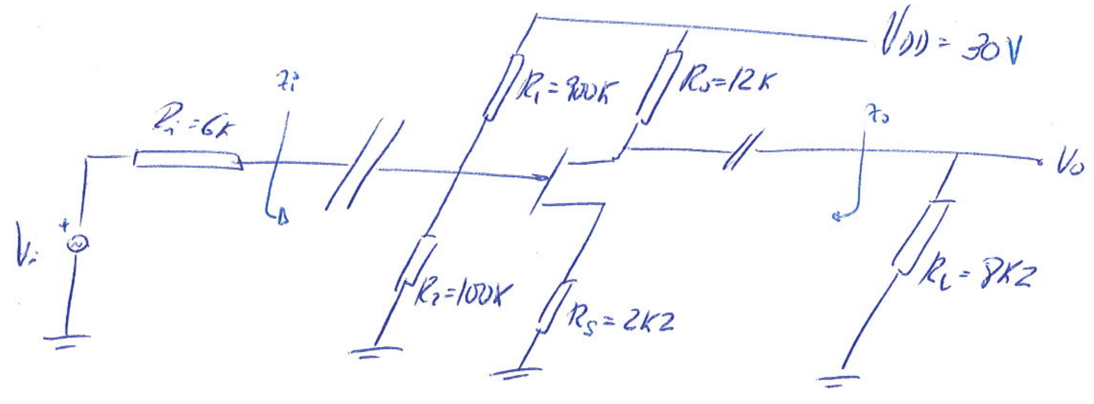
obs



S (surtidor) Común

Lo si trabajamos en G (Puerta) común la entrada estaría en el surtidor, la salida en el drenador.
En D común la entrada es por la puerta y la salida por el surtidor.

* Ejemplo



C ≡ c.a. | DC
C ≡ cc | AC

$I_{DSS} = 3mA$
$V_P = -2'4V$
$r_{ds} \to \infty$
$C\omega \to \infty$

$|Z_C| = \frac{1}{C\omega} \to 0$

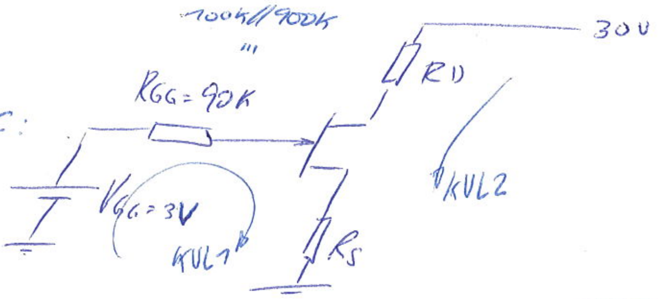
Hallar: ¿Q=? ¿A_V=?, A_i=?, Z_i=?, Z_o=?

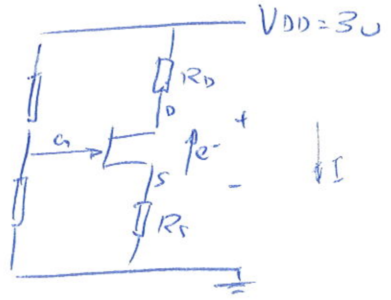
Resolución:

→ 1) Hallar Q según análisis en DC:

1) Eq. Thev. R_1, R_2

C ≡ c.a. → o—





a) KVL1 en malla GS

$V_{GSQ} = 3V - I_{DQ} \cdot R_S$

↑ V_{GG}

b) KVL2 en DS $\quad I_{DQ} = \dfrac{30V - V_{DSQ}}{R_D + R_S}$

$V_{DD} = I_D R_D + V_{DS} + R_S \cdot I_S$ →

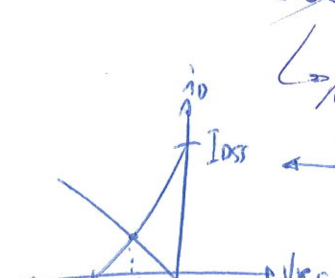
$I_D = I_S$

c) Suponiendo Saturación $\quad I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 - \dfrac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$

Resolviendo $\left.\begin{array}{l} V_{GSQ} = 3V - I_{DQ} \cdot R_S \\ I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 - \dfrac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2 \end{array}\right\}$ 2 ecuaciones y 2 incógnitas: V_{GSQ}, I_{DQ}

$V_{GSQ} = \begin{cases} -0'622V \\ -5'051V \end{cases}$ $\xrightarrow[V_{GSQ} = 3V - I_{DQ} \cdot R_S]{} I_{DQ} = \dfrac{3 - (-0'622)}{2'2K} = 1'65mA$

↳ No es válido pues es < V_p



$V_{DSQ} = 30 - 1'65mA(R_D + R_S)$

Verificando $I_{DQ} < I_{DSS}$

$V_{DSQ} = 6'57V$

d) Verificamos saturación

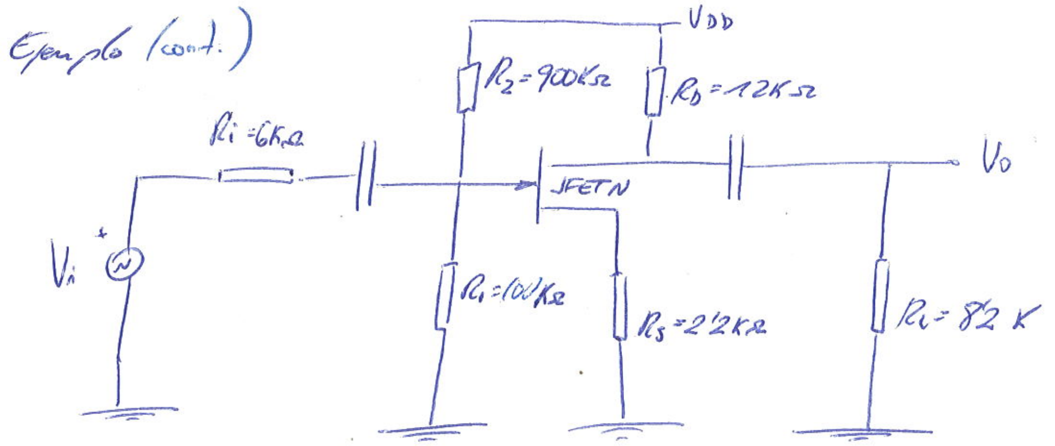
$V_{DSQ} \geq V_{GSQ} - V_p$ (Para estar en saturación)

6'57 $\quad$ -0'622 $\quad$ -2'4V

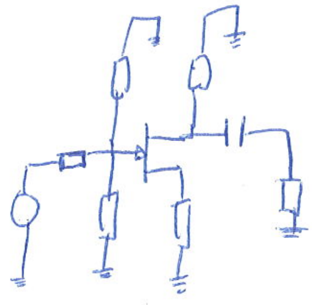
$6'57 \geq -0'622 + 2'4V$ ⟶ Por tanto vemos que cumple está en saturación.

$6'57 \geq 1'778$ | ok.

Ejemplo (cont.)

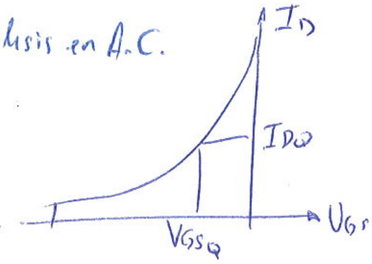


en A.C. =



2/ (estudio en alterna del circuito anterior)

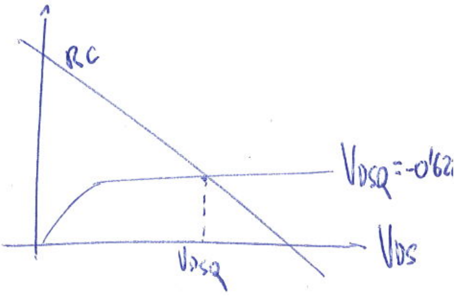
Análisis en A.C.



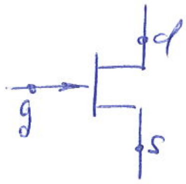
Vimos: $V_{GSQ} = -0'622\,V$

$I_{DQ} = 1'66\,mA$

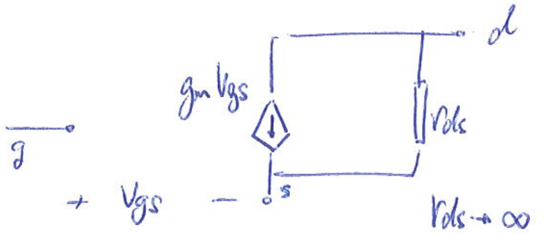
$V_{SDQ} = 6'57\,V$

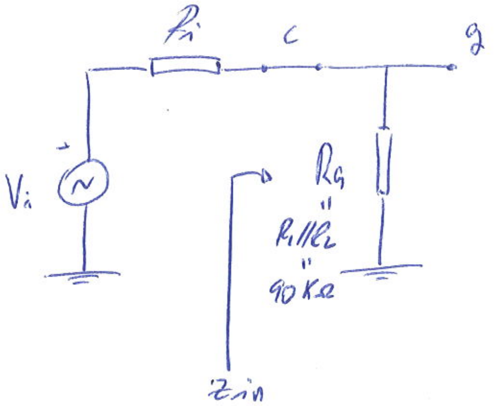


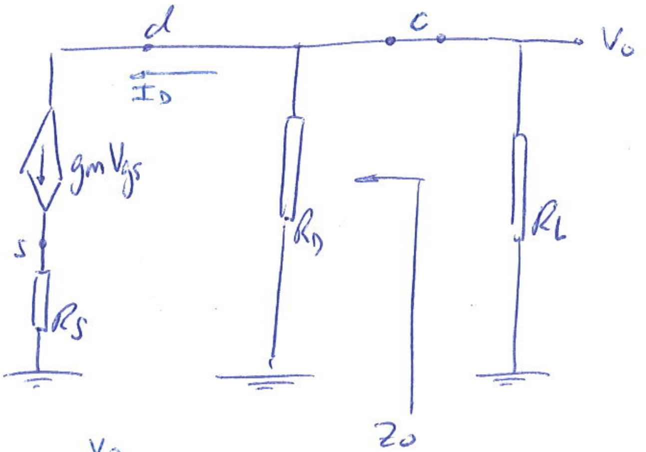
Por estar en sat →



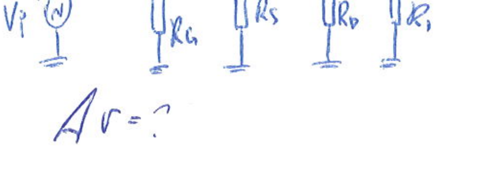
≡



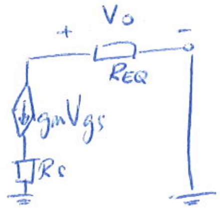




$C\omega \to \infty \Rightarrow C \equiv C.C.$



Vo?



$R_{EQ} = R_D // R_L$ $\quad V_o = -g_m V_{gs} (R_D // R_L)$

Av = ?

ΔV ⇔ inversión de fase.

depende del Generador y del "trozo" de entrada.

$$A_V = \frac{V_o}{V_i} = \frac{-g_m V_{gs} R_D // R_L}{V_{gs} \dfrac{1 + g_m R_S}{R_G // R_i + R_G}} = \left(-\right) \frac{g_m R_D // R_L}{1 + g_m R_S} \cdot \frac{R_G}{R_i + R_G}$$

$\overset{?}{=}$ (*) invierte la entrada ΔV...

$V_{gs} = V_g - V_s = \begin{cases} V_g = V_i \dfrac{R_G}{R_i + R_G} \end{cases}$

$V_s = I_D \cdot R_S = g_m V_{GS} \cdot R_S$ (*1)

para $AV \uparrow \Rightarrow g_m \uparrow$ y $R_S \downarrow$

depende del JFET y polarización

$R_D \uparrow$ (1)

$R_L \uparrow$

entre 0 y 1 normally

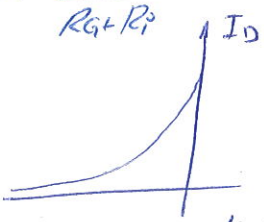
⇒ Valdrá ≤ 1 en la Amplificación.

$R_G >> R_i \Rightarrow$ ↓ para maximizar AV y no cargar la entrada.

$$V_{gs} = V_g - V_s = \frac{V_i R_G}{R_i + R_G} - g_m V_{gs} R_s \Rightarrow V_i = \frac{V_{gs}(1 + g_m R_s)}{\frac{R_G}{(R_G + R_i)}}$$

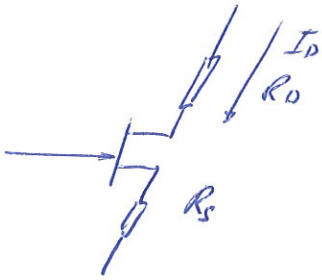
(*1)

$$\begin{cases} V_g = V_{gs} + g_m V_{gs} R_s \\ V_g = V_i \frac{R_G}{R_G + R_i} \end{cases} \rightarrow V_i = \frac{V_{gs}(1 + g_m R_s)}{\frac{R_G}{R_G + R_i}}$$



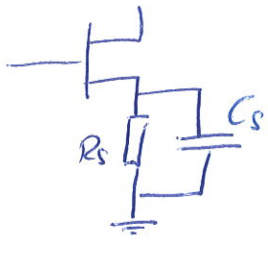
$g_m \uparrow$ si $I_{DQ} \uparrow$

$g_m \uparrow \equiv$ pendiente $\uparrow$



(1) $R_D \uparrow$: no se puede aumentar en exceso pues $I_{DQ} \downarrow$

\+ Normalmente interesa $Z_i \uparrow\uparrow$ para que $V_{Ri} \downarrow\downarrow$ $V_{Ri} = \frac{V_i R_i}{R_i + Z_i}$; $\simeq 1$ $R_G \gg R_i$



\+ $A_v \simeq \frac{-g_m R_D \| R_L}{1 + g_m R_s}$. Para $A_v \uparrow \Rightarrow$ $g_m \uparrow$, $R_s \downarrow$ (1), $R_L \uparrow$, $R_D \uparrow$ (2)

(1) Podemos poner C_s (no modifica Q).

(2) si $R_D \uparrow\uparrow \Rightarrow I_{DQ} \downarrow \Rightarrow g_m \downarrow \Rightarrow A_v \downarrow$

(*)

$= -1'7$

$$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_Q = \frac{-2 I_{DSS}}{V_p}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_p}\right) = 1'86 \frac{mA}{V} = 1'86\ m\Omega^{-1}$$

$\equiv$ mS (milisiemens)

$A_i = ? = \frac{i_L}{i_i}$

$$\begin{rcases} i_L = \frac{V_o}{R_L} \\ i_i = \frac{V_i}{R_G + R_i} \end{rcases} A_i = \frac{i_L}{i_i} = \frac{V_o}{V_i} \cdot \frac{R_i + R_G}{R_L} = -20$$

" A_v " $-1'7$

(Impedancia de entrada)

$Z_{in}? = R_G = 90k\Omega$ (por inspección)

⇓

para $Z_i \uparrow$ interesa $R_1 \uparrow$, $R_2 \uparrow$ siempre que entre I_G suficiente.

(Impedancia de salida)

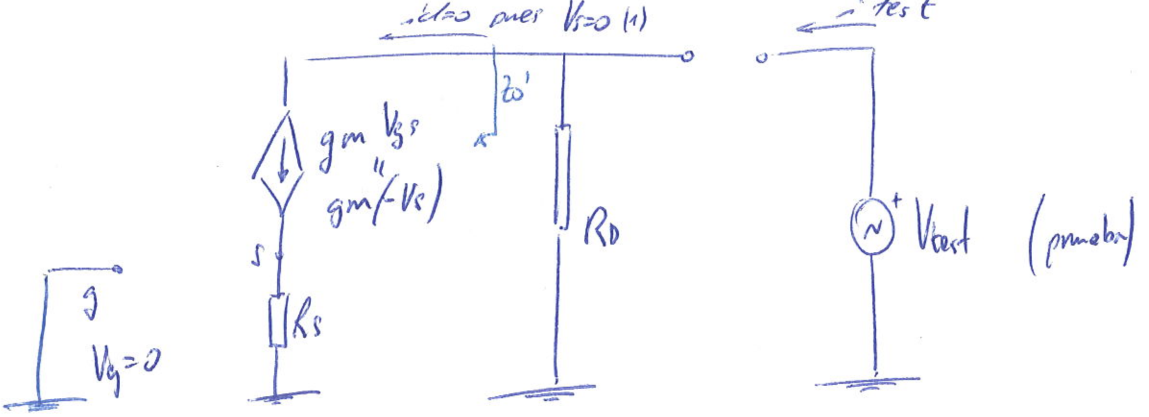
Z_o? para calcular Z_o se anula V_i, entonces $V_g = 0$

$Z_o = Z_o' // R_D = R_D$ ($Z_o' = \infty$) Anular V_i (= desactivar fuentes independientes)

⇓

$V_g = 0$

y el circuito se reduce a



$$Z_o = \frac{V_{test}}{i_{test}} = R_D$$

se tiene que cumplir: $V_s = R_S \cdot g_m(-V_s)$

$V_s = -V_s R_S g_m$

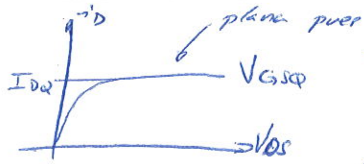
$V_s(1 + R_S g_m) = 0 \Rightarrow V_s = 0$ (1)

$$Z_o = \frac{V_{test}}{i_{test}} = \frac{V_{test}}{V_{test}/R_D}$$

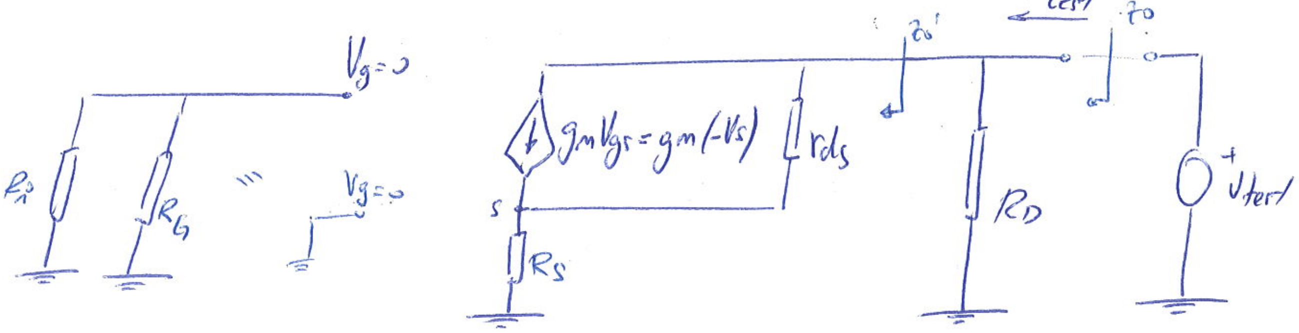
$Z_o' = \infty \Leftrightarrow i_d = 0 \Leftarrow$

$V_g = 0 \rightarrow V_s = g_m V_{gs} R_S \Rightarrow V_{gs} = 0 - V_s = -g_m V_{gs} R_S \rightarrow V_{gs}(1 - g_m R_S) = 0 \Longleftrightarrow V_{gs} = 0 \Longleftrightarrow V_s = 0$

en pequeña señal: $i_d = 0$ si $i_D = cte = I_{DQ}$

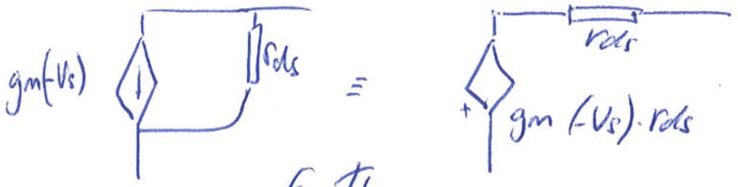


Si $r_{ds} \neq \infty$

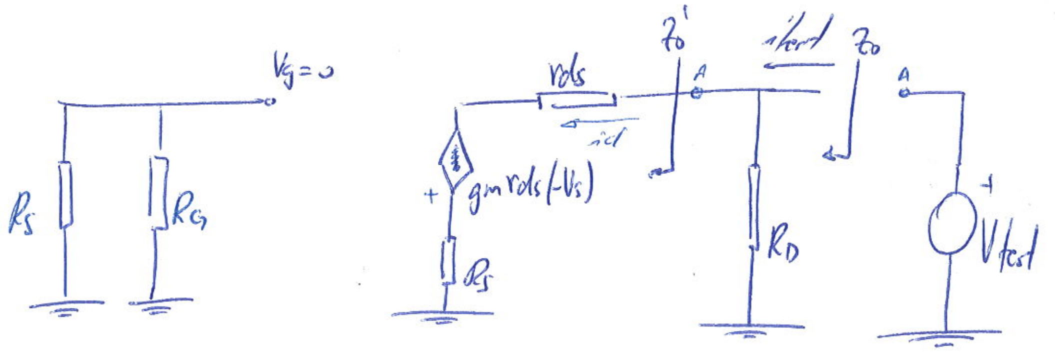


$Z_o = Z_o' // R_D$

$V_{gs} = V_g - V_s = -V_s \quad V_s \neq 0$



Eq. Th.



$Z_o = Z_o' // R_D$

$Z_o' = \frac{V_{test}}{i_d}$

$i_d = \frac{V_{test} + g_m r_{ds}(-V_s)}{r_{ds} + R_s}$

$V_{gs} = V_g - V_s = -i_d R_s \rightarrow i_d R_s = V_s$

$i_d(r_{ds} + R_s) = V_{test} - i_d R_s g_m r_{ds}$

$i_d = \frac{V_{test}}{r_{ds} + R_s + R_s g_m r_{ds}}$

$Z_o' = r_{ds} + R_s + R_s g_m r_{ds}$

$Z_o = Z_o' // R_D = (r_{ds} + R_s + r_{ds} R_s g_m) // R_D \simeq R_D$ Aprox.

si $r_{ds} \gg \frac{1}{g_m}$ si $R_s \sim R_D$ (del orden de)

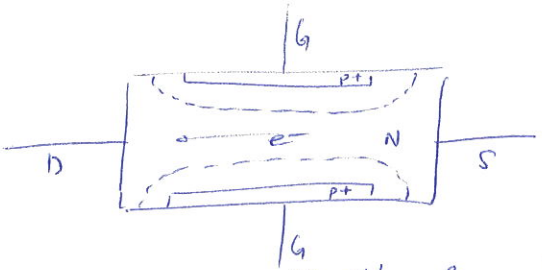
$r_{ds} \gg R_D$

$r_{ds} g_m \gg 1$

$R_s \gg R_D$

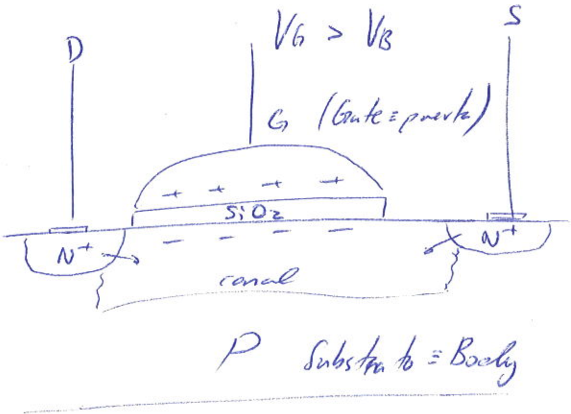
2.3 Transistores MOS:

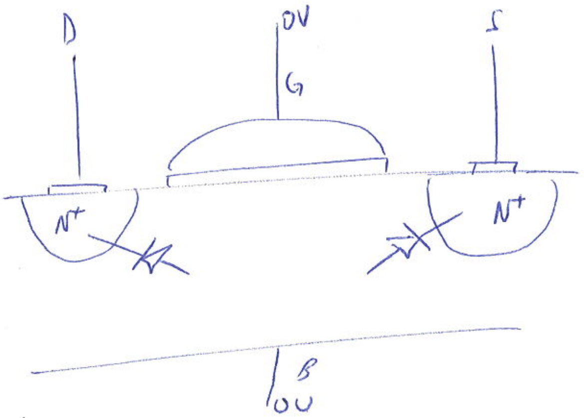
JFET



$V_G < V_{canal}$

V_G controla la corriente





Normalmente el MOS no conduce los e⁻ a menos que aparezcan los e⁻ del canal.

4 terminales (a veces hay 3 terminales, el Body es cortocircuitado con el surtidor)

Características de MOS frente JFET:

- $Z_{i_{MOS}} > Z_{i_{JFET}}$

  $Z_{i_{MOS}} \sim 10^{10}$ a 10^{14}

  El grosor del aislante (SiO_2) es del orden de < 300 Å
  < 50 Å

  ↓

  Capa delgada ⇒ poco resistente a V↑↑ ⇒

  ⇒ en C. Integrados se utilizan protecciones Diodos zener o normales.

- Capacidad de entrada (parásita) es menor a la del JFET

- Permiten mayores niveles de integración que los BJT y JFET.

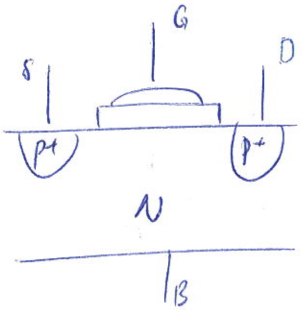
Se utiliza:

BJT → analógicos.
MOS → circuitos digitales. CMOS

} BICMOS

Tipos de MOS

Canal N NMOS
Canal P PMOS →



dentro de ellos

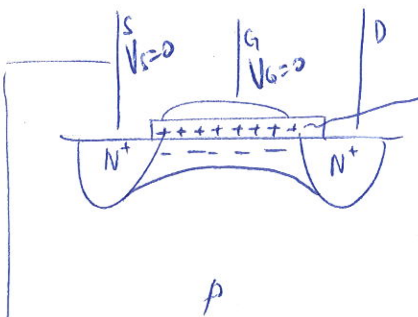
(1) – Mos de Deplexion (Vaciamiento o empobrecimiento. NORMALLY ON)

– Mos de Acumulación (enriquecimiento. ENHACEMENT. NORMALLY OFF)

(1) Normalmente tienen canal y por tanto conducen.

(2) " no " " " " " no " .

$V_{GS}=0$ ($V_{BS}=0$)



→ impurezas positivas de ion Na^+ en el SiO_2

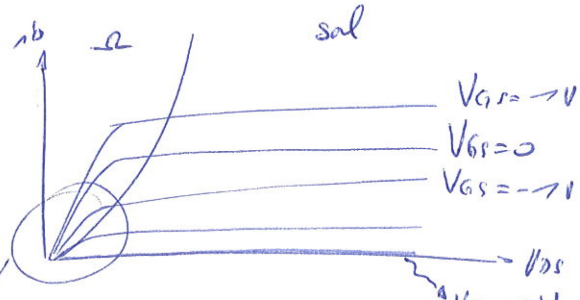
NMOS de Vaciamiento.

Si V_G↑ ⇒ habrá más e^- y conduce más

V_G↓ <0 ⇒ puede dejar de haber canal de e⁻

Implantación iónica

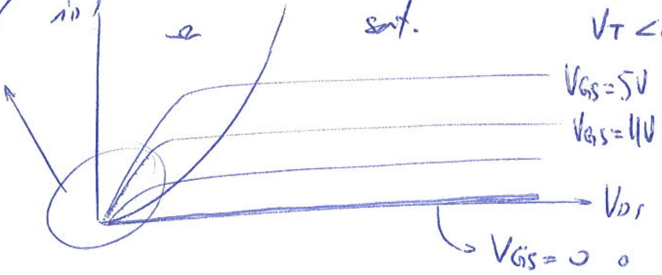
$V_T \equiv V_{T0}$



NMOS de Vaciamiento $\Leftrightarrow V_T < 0$
(para $V_{GS} = 0$ hay conducción)

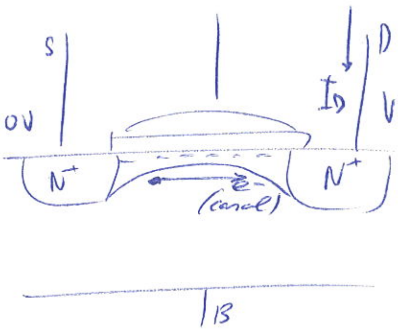
$V_{GS} \leq V_T \Rightarrow$ No conduce casi (tensión de threshold o umbral)
$V_T < 0$

Región Ω

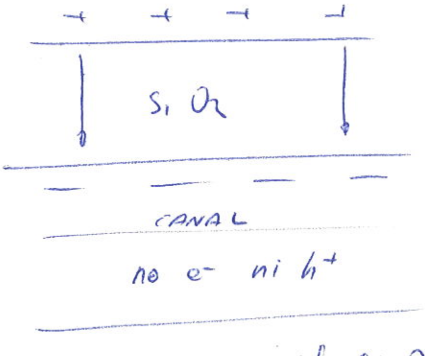


NMOS de Acumulación $\Leftrightarrow V_T > 0$
(para $V_{GS} = 0$ no hay conducción)

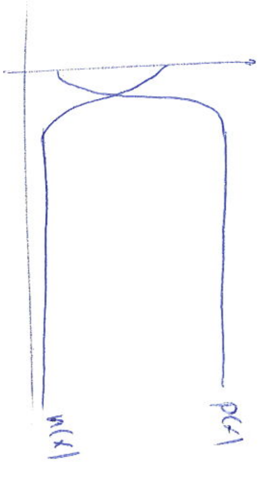
$V_{GS} = 0$ o $V_{GS} = 0'2V$ $\quad V_{GS} \leq V_T \Rightarrow$ No conduce (casi)
$V_T > 0$



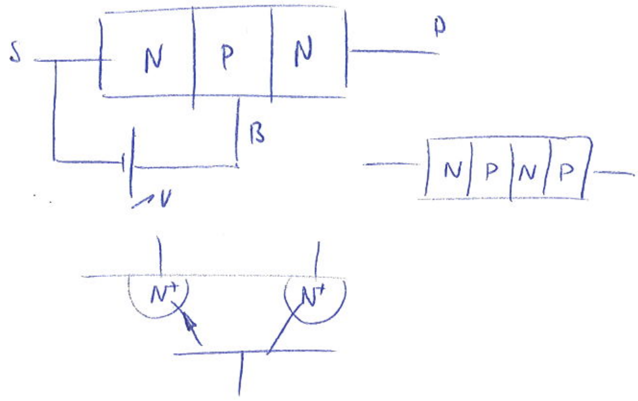
$V_{DS} > 0$
$I_D > 0$



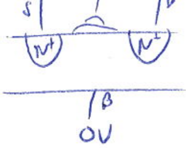
PARA TENSIONES ALTAS



LATCH UP (cc. en base - surtidor)



Para que no suceda $\Rightarrow$ CC ó $V_B = 0V$

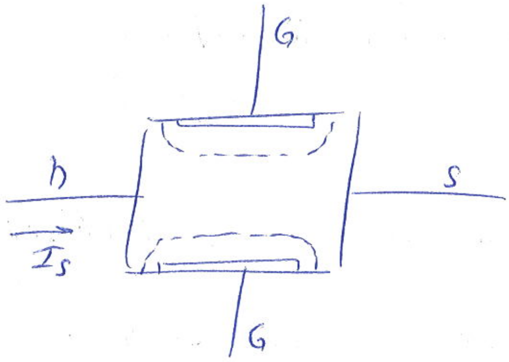


$V_{GS} < V_T \Rightarrow I_D \simeq 0$

$V_T = V_P$

$V_{GS} > V_T \Rightarrow I_D = 0$

Region Ω : si $|V_{ds}|$ es pequeño



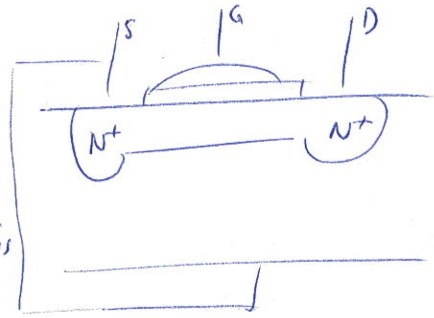
si $V_{ds} \uparrow$

$V_{GS} \neq V_{GD}$

$V_{GD} = V_{GS} + V_{SD} = V_{GS} - V_{DS}$

$\Downarrow$

$V_{GD} < V_{GS}$



V_{DS} — V_{GS} → hay canal en el surtidor.

V_T

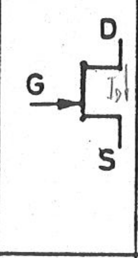
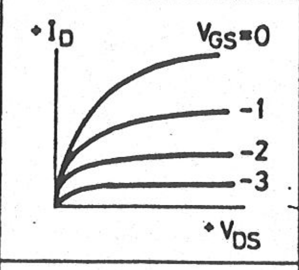
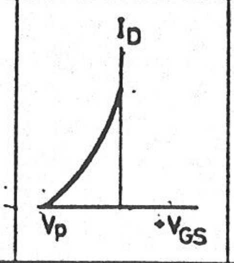
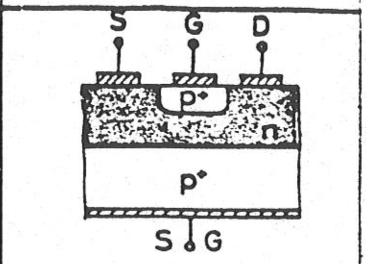
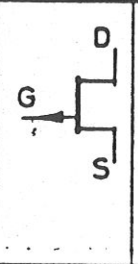
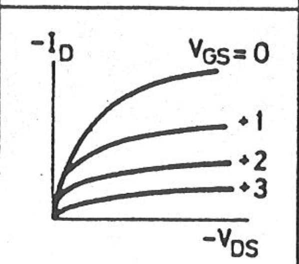
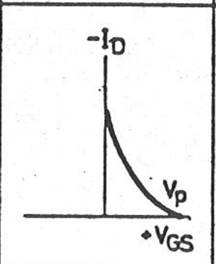
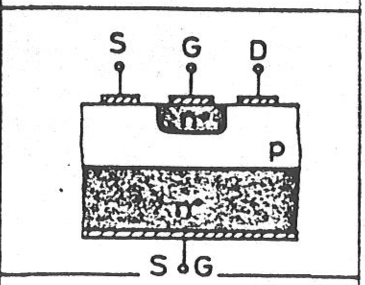
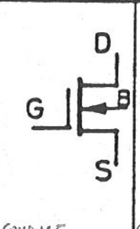
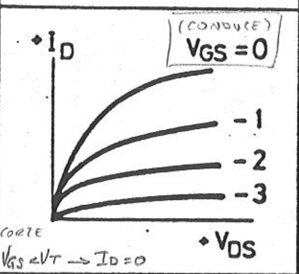
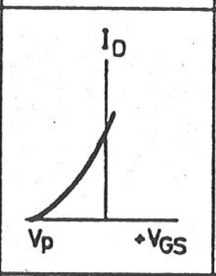
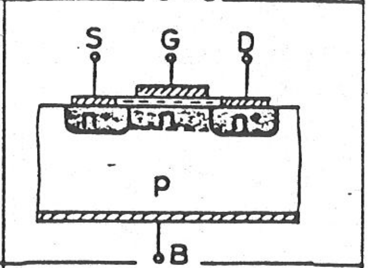
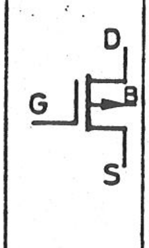
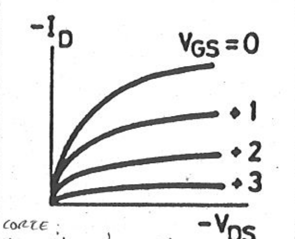
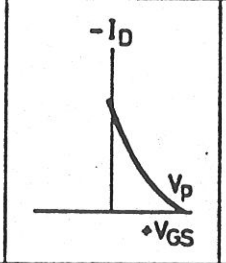
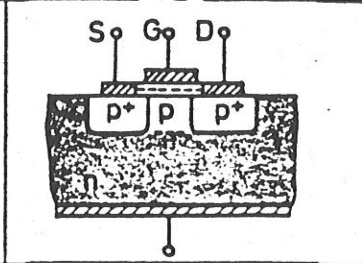
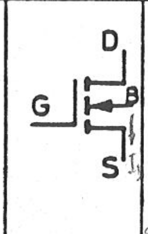
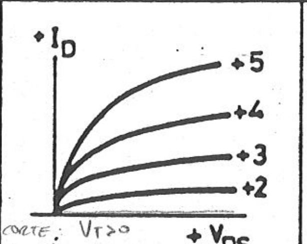
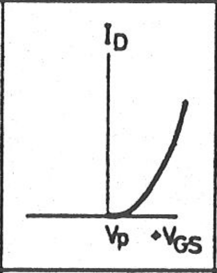
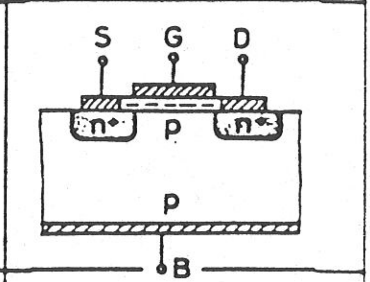
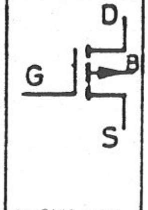
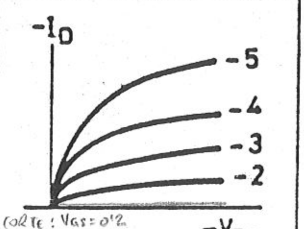
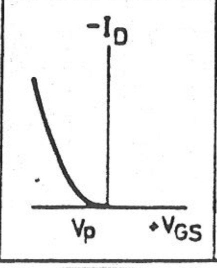
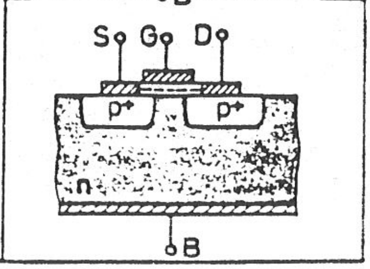
V_{GD} → no hay canal en el drenador

FOTOCOPIA FETS Y MOS

$I_D = I_S$

$V_{DS} > V_S$

RESUMEN DE TRANSISTORES UNIPOLARES

TIPO			SIMBOLO	CARACTERISTICAS DE DRENADOR	CARACTERIST. de TRANSFERENCIA	V_p	CONSTRUCCION
FET de UNION . JFET	DEPLEXION	CANAL N				< 0 $I_{DSS} > 0$	
		CANAL P				> 0 $I_{DSS} < 0$	
FET de PUERTA AISLADA . MOST IGFET. (MOS)	DEPLEXION (vaciamiento)	CANAL N	 conduce $V_{GS}=0$, $V_G\downarrow\downarrow$	 corte $V_{GS}<V_T \rightarrow I_D=0$		V_T < 0 $I_{DSS} > 0$	
		CANAL P		 corte: $V_{GS}<V_p \Rightarrow I_D=0$ $V_p>0$		> 0 $I_{DSS} < 0$	
	ACUMULACION (no conduce $V_{GS}=0$)	CANAL N		 corte: $V_T>0$ $V_{GS}<V_T \rightarrow I_D=0$		≥ 0 $I_{DSS} > 0$	
		CANAL P	 conduce con $V_{GS}<V_p$	 corte: $V_{GS}=0'2$ $V_{GS}>V_p$, $V_p<0$		≤ 0 $I_{DSS} < 0$	

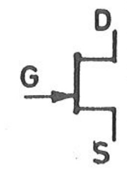
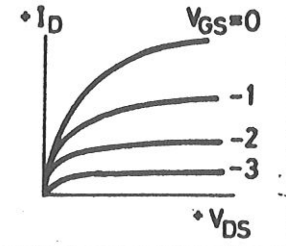
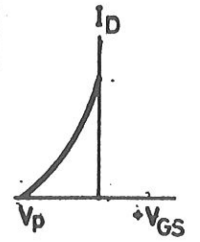
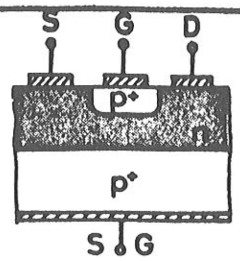
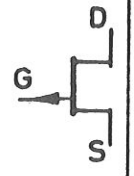
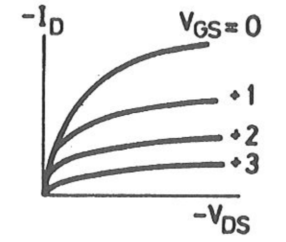
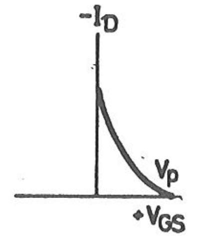
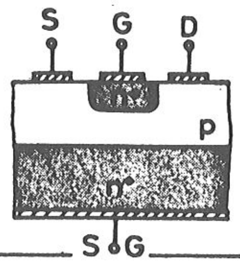
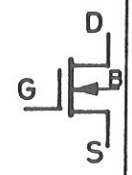
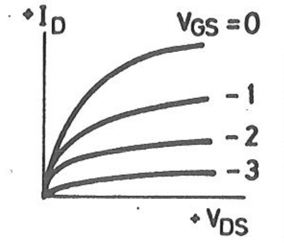
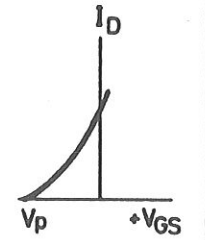
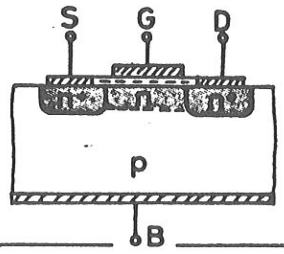
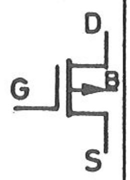
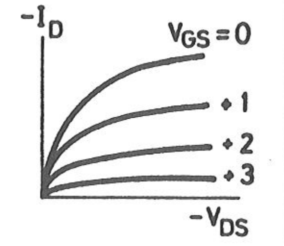
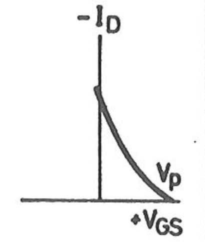
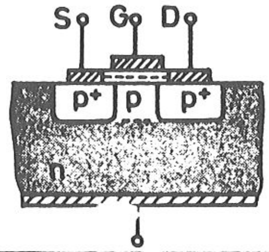
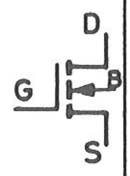
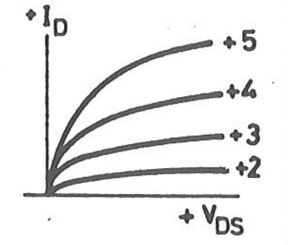
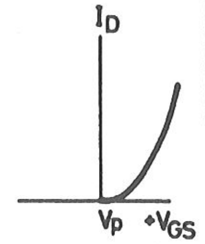
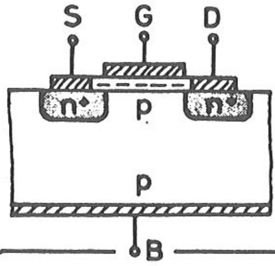
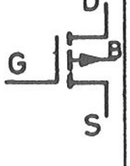
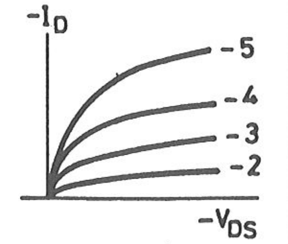
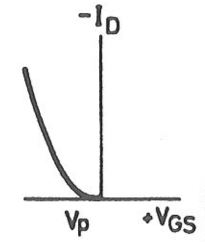
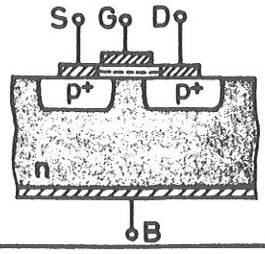
CANAL N : Sat ⇔ $V_{DS} \geq V_{GS} - V_p$ y $V_{GS} > V_p$

CANAL P : Sat ⇔ $V_{DS} \leq V_{GS} - V_p$ y $V_{GS} < V_p$

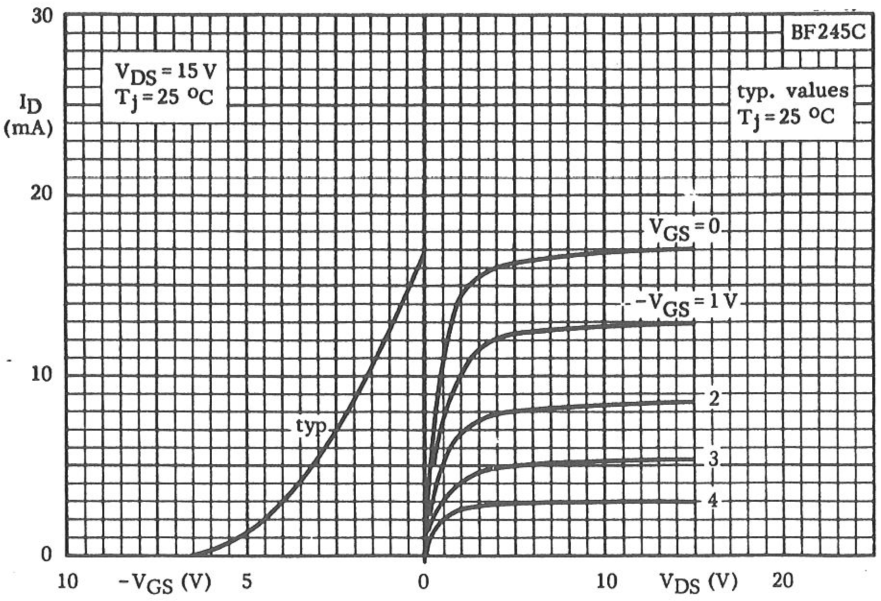
(no hay corte)

SAT: $I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$

RESUMEN DE TRANSISTORES UNIPOLARES

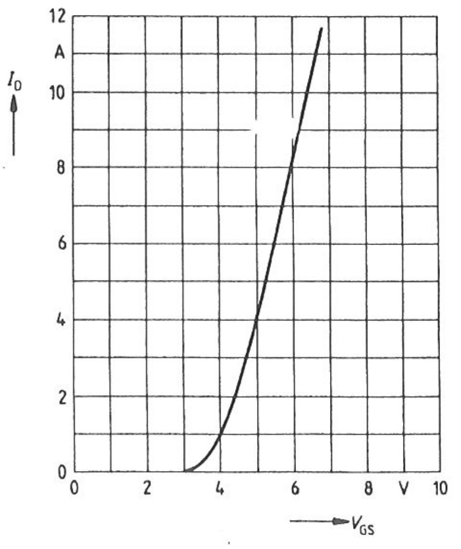
<table>
<tr><th colspan="3">TIPO</th><th>SIMBOLO</th><th>CARACTERISTICAS DE DRENADOR</th><th>CARACTERIST. de TRANSFERENCIA</th><th>V_p</th><th>CONSTRUCCION</th></tr>
<tr><td rowspan="2">FET de UNION . JFET</td><td rowspan="2">DEPLEXION</td><td>CANAL N</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>< 0</td>
<td>
</td></tr>
<tr><td>CANAL P</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>> 0</td>
<td>
</td></tr>
<tr><td rowspan="4">FET de PUERTA AISLADA . MOST IGFET.</td><td rowspan="2">DEPLEXION</td><td>CANAL N</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>< 0</td>
<td>
</td></tr>
<tr><td>CANAL P</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>> 0</td>
<td>
</td></tr>
<tr><td rowspan="2">ACUMULACION</td><td>CANAL N</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>≥ 0</td>
<td>
</td></tr>
<tr><td>CANAL P</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>
</td>
<td>≤ 0</td>
<td>
</td></tr>
</table>

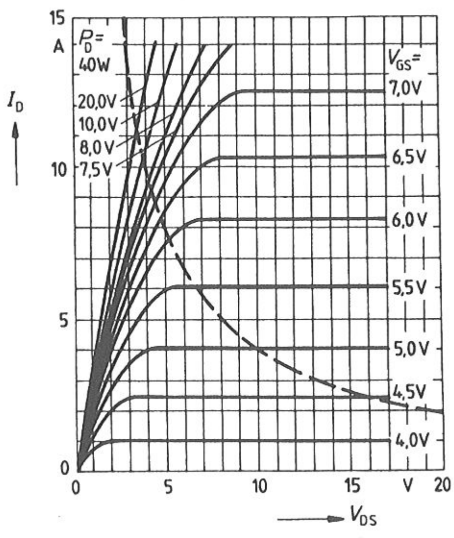
Curvas características de un JFET de Canal N (BF245C)



Característica de transferencia Características de salida

Curvas características de un MOSFET de Acumulación de Canal N (BUZ73)

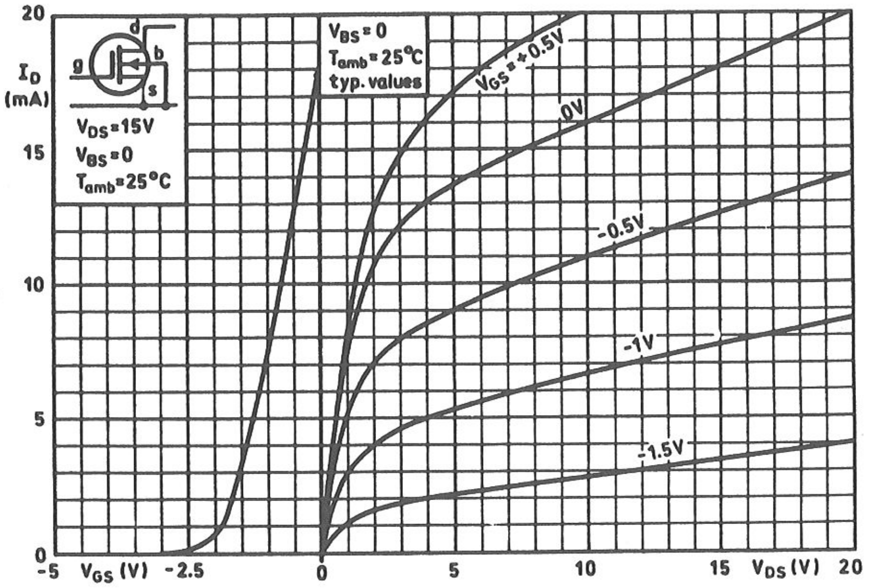




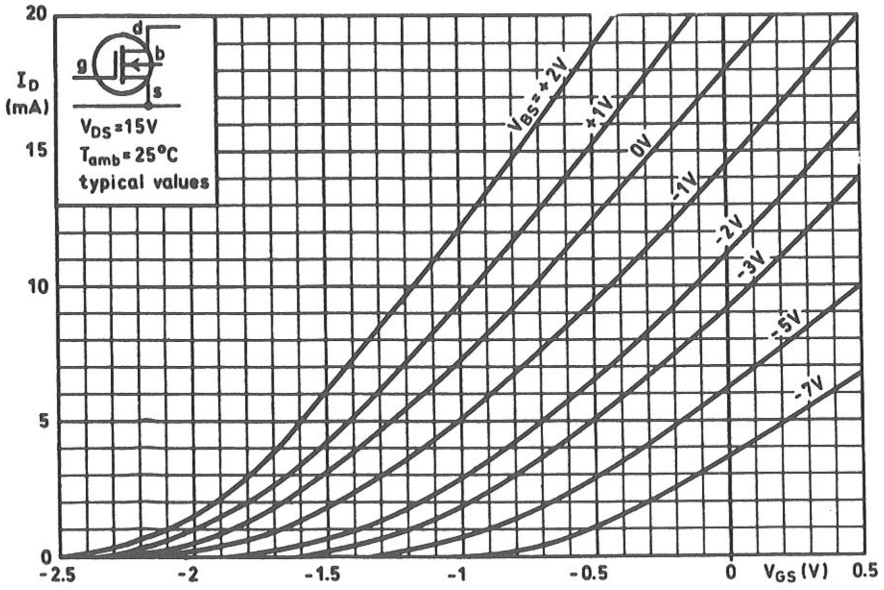
Característica de transferencia Características de salida

Curvas características de un **MOSFET de Deplexión Canal N** *(BFR29)*

(Observar que, en este ejemplo, el sustrato es accesible)



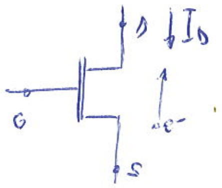
Característica de transferencia　　　　　　Características de salida



Características de transferencia en función de la tensión V_{BS}

NMOS : Si $V_{GS} \leq V_p \Rightarrow I_D \simeq 0$ MOS en CORTE

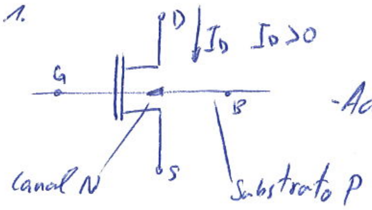
" " > " $\Rightarrow$ " > 0



$I_D > 0$

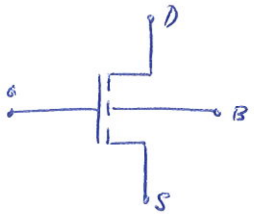
Simbolos del NMOS

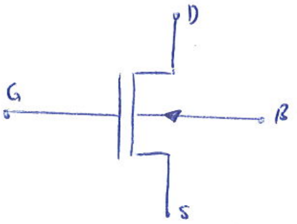
1.



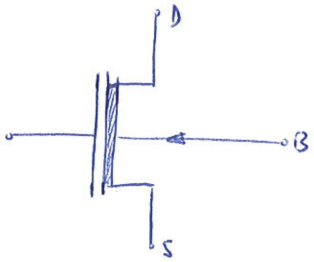
-Acumulación-

$V_p > 0$



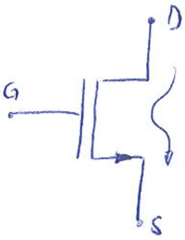


- Vaciamiento -
(Deflexión)
$V_p < 0$



PMOS: Acumulación: $V_p < 0 \equiv -V_p > 0$

Vaciamiento : $V_p > 0 \equiv -V_p < 0$

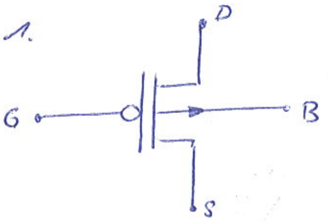


NMOS Acumulación

I_D hacia abajo $\Rightarrow$ NMOS

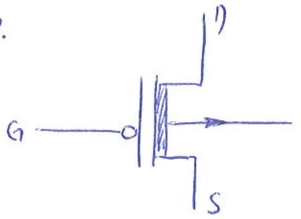
PMOS (Símbolos)

1.

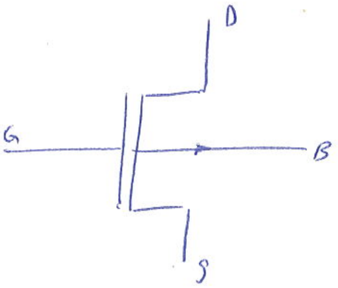


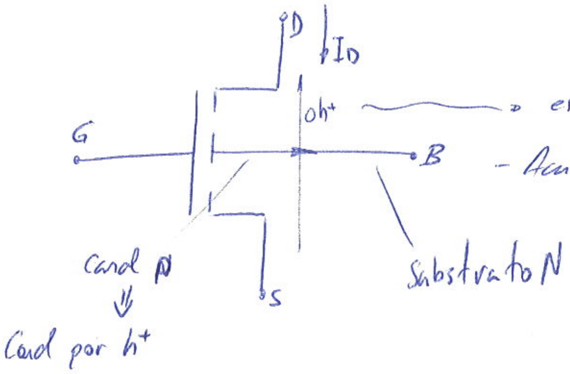
- Acumulación -

2.



- Vaciamiento -

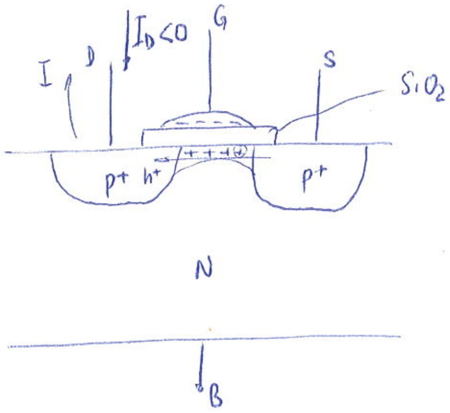




→ este movimiento causa $I_D < 0$ (negativas)

- Acumulación -

PMOS o MOS de canal P



no se forma un canal entre las zonas P+

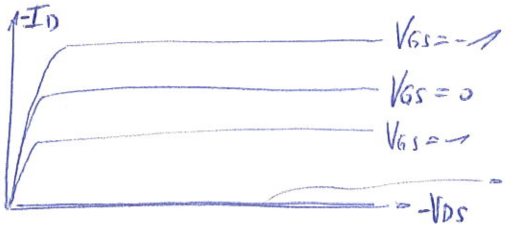
Para que aparezcan h^+ y canal P, se debe disminuir V_G:

$$V_G < V_P \Rightarrow I_D < 0$$

$$V_G \geq V_P \Rightarrow I_D \approx 0$$

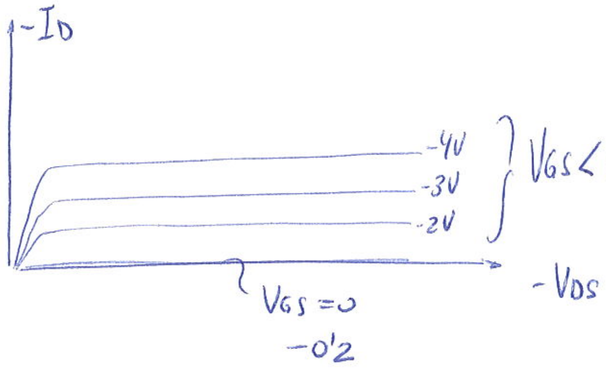
Para evitar que el BJT conduzca ponemos en B la mayor tensión

si $V_p > 0$ tenemos PMOS vaciamiento

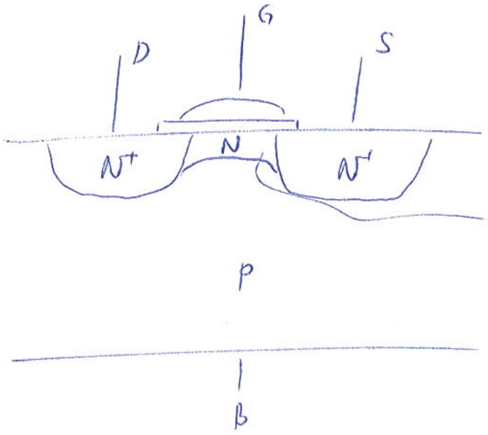


(tensiones y corrientes negativas para que la corriente circule entre el D y el S, del D hacia el S)

$V_p < 0 \Rightarrow$ PMOS acumulación



NMOS de Vaciamiento:



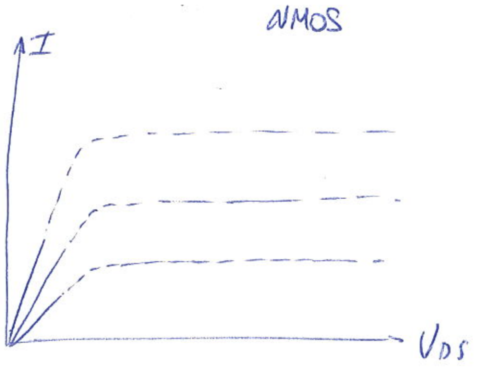
Poniendo donadores aseguramos e⁻ libres para $V_{GS}=0$

Para cortarlo se requería $V_{GS} < 0$

$-V_p < 0 \Longleftrightarrow$ NMOS Vac.

2.3.2 Curvas características y zonas de funcionamiento

Comportamiento en zona Óhmica



Características lineales

⇓

Comportamiento Óhmico

Es debido: $|V_{DS}|$ son pequeñas

en este caso se cumplirá $V_{GD} \approx V_{GS}$ ⇒ el ancho del canal es constante (respecto V_{DS})

↳ $V_{GD} = V_{GS} + V_{SD} = V_{GS} - V_{DS}$ (↓ peq.)

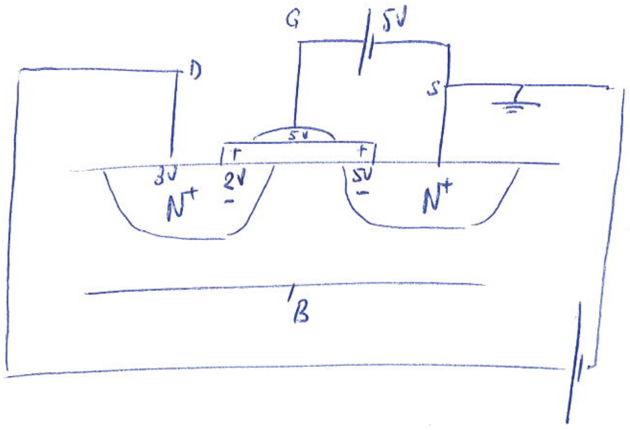
⇓

Resistencia del canal cte. ⇒ $I_D = \frac{V_{DS}}{R_{canal}}$ (=)

Comportamiento en saturación

Si $|V_{DS}| \uparrow$ ⇒ $|V_{GD}| \downarrow$

NMOS: $V_{DS} \uparrow$ $V_{GD} \downarrow$



⇓

Canal se hace más estrecho

⇓

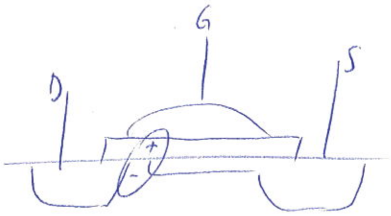
$R_{canal} \uparrow$

⇓

I_D no aumenta linealmente

⇓

Se satura

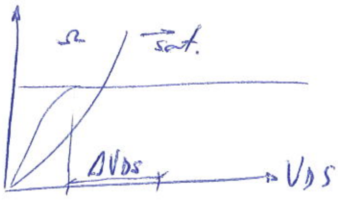


- NMOS -

si $V_{GD} \leq V_p \Rightarrow$ el canal se estrangula en el drenador

⇓

I_D no crece (casi) más



si tenemos en cuenta que $V_{GD} = V_{GS} - V_{DS}$:

$$\boxed{V_{DS} \geq V_{GS} - V_P}$$

igual a JFET

⇕ Saturación

Válido para $V_P > 0$ NMOS Acumulamiento.
< 0 " Vaciamiento.

PMOS ⟶ $V_{GD} \geq V_p \Leftrightarrow$ Sat.

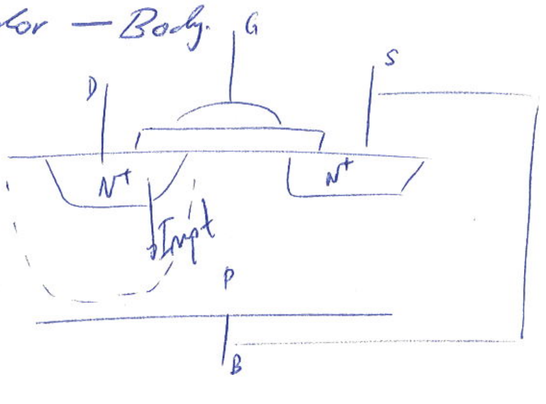
$$\boxed{V_{DS} \leq V_{GS} - V_P}$$

⇕ Sat.

$V_P > 0$
< 0

Obs: si $|V_{DS}| \uparrow\uparrow$ puede aparecer ruptura inversa de la unión

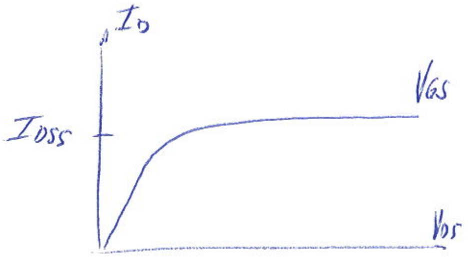
Drenador — Body.



Valor de la corriente de saturación.

Para MOS de Vaciamiento se define $I_{DSS} \equiv I_D \Big|_{\substack{SAT \\ V_{GS}=0}}$

$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

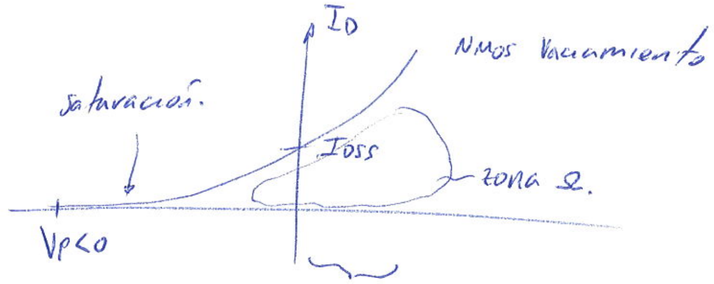


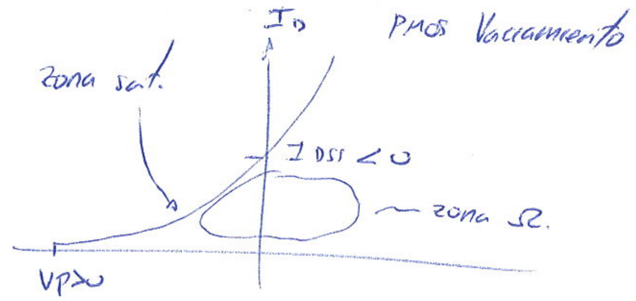
⇒ Características de salida

Para NMOS $I_D > 0$; $I_{DSS} > 0$

Para PMOS (Cambiamos signos) $\begin{cases} I_D < 0 \ ; \ I_{DSS} < 0 \\ V_{DS} < 0 \end{cases}$

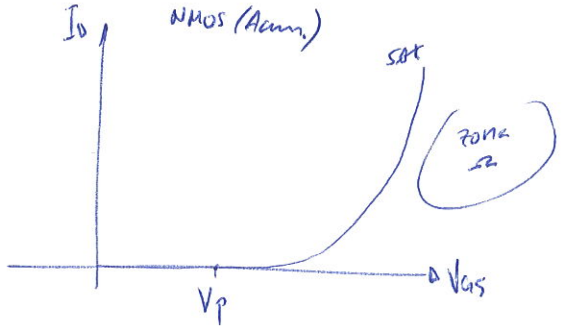
Característica de transferencia:

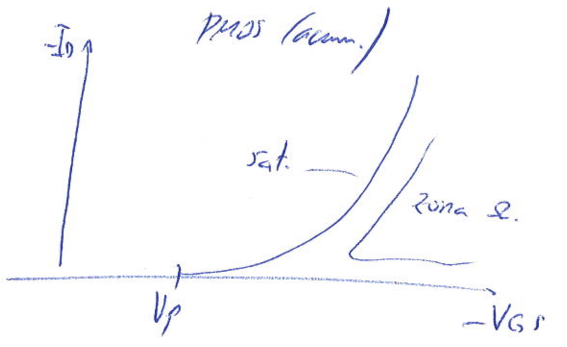




En el JFET no se utilizaba la zona del 1er Cuadrante

Para saturación;





$$I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_p}\right)^2$$

→ Es válida si: $\begin{cases} V_{DS} \geq V_{GS} - V_p & \text{NMOS} \\ V_{DS} \leq V_{GS} - V_p & \text{PMOS} \end{cases}$

No hay corte $\begin{cases} V_{GS} > V_p & \text{NMOS} \\ V_{GS} < V_p & \text{PMOS} \end{cases}$

⇒ Expresiones Alternativas: de la corriente de drenador

Para NMOS

I_D en zl ; $I_D = \mu_n C_o \frac{W}{L}\left[(V_{GS}-V_P)V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2}\right]$

$V_{GS} \leq V_{GS} - V_P$

I_D en saturación ⇒ $I_D = \frac{\mu_n \cdot C_{ox}}{2} \cdot \frac{W}{L}(V_{GS} - V_P)^2$

$V_{DS} \geq V_{GS} - V_P$

- Ventajas

Las fórmulas son continuas en la frontera zl, sat.

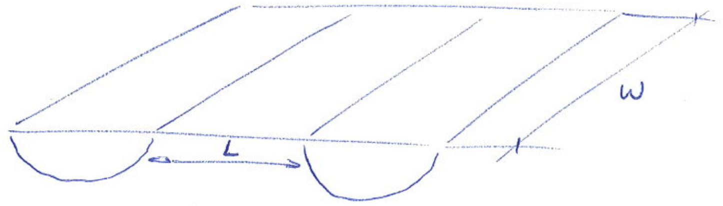
$\mu_n \equiv$ Movilidad de los e^- en el canal.

$C_{ox} = \frac{\varepsilon_{ox}}{t_{ox}}$ → ε_{ox}: Permitividad del oxido de puerta (SiO_2 por lo general); t_{ox}: Grueso del oxido de puerta.

C_{ox}: Capacidad por superficie del oxido de puerta.

$W \equiv$ Ancho (profundidad) del NMOS

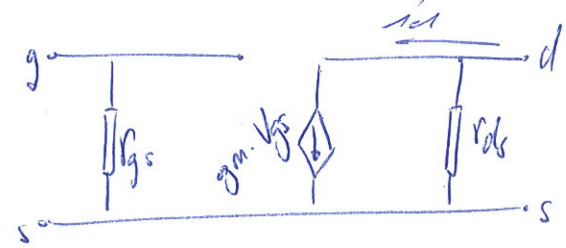
$L \equiv$ largo del NMOS



Modelo del PMOS en pequeña señal

Por usar las mismas características del JFET ⇒ Coinciden los modelos en pequeña señal.

MOS ≡



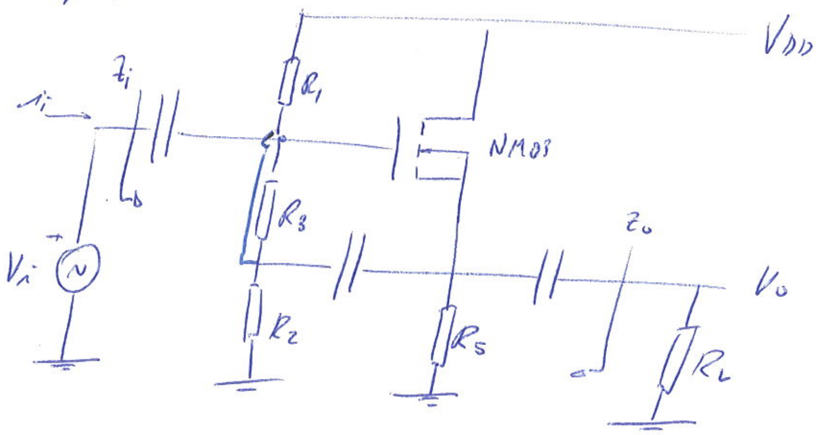
$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_Q = \frac{-2 I_{DSS}}{V_P}\cdot\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)$

$\frac{-2 I_{DSS}}{V_p} = g_{mo}$ => Valores típicos de 1ms a 50ms
y
milisiemens.

r_{ds} => Va de 5K a 100K

r_{gs} => $10^{10} \ldots 10^{14}\ \Omega$; $r_{ds} \uparrow$ si L ↓

- Ejemplo -



$R_1 = 22K$
$R_2 = 68K$
$R_3 = 2M$
$R_S = 18K$
$R_L = 82K$

Datos:

MOS | $|I_{DSS}| = 4mA$
| $|V_P| = 4V$
| $r_{ds} = 40k$

$g_m = ?$

a/ Q = ?

b/ ΔV, Δi, Z_i, Z_o

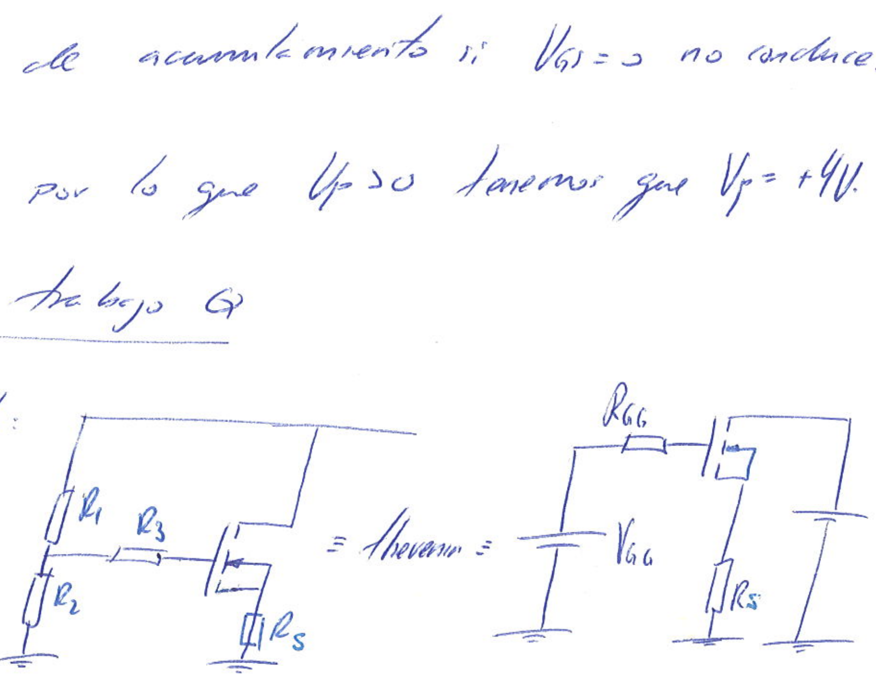
=> Por ser un NMOS se debe cumplir $I_D > 0$ => $I_{DSS} = +4mA$

Sabemos que el mos es de acumulamiento si $V_{GS} = 0$ no conduce.

NMOS conduce si $V_{GS} > V_p$ por lo que $V_p > 0$ tenemos que $V_p = +4V$.

<u>Calculo del punto de trabajo Q</u>

Nos queda el circuito:



$V_{GG} = V_{DD} \dfrac{R_2}{R_1+R_2} = 22'67\ V$

$R_{GG} = R_1 // R_2 + R_3 \simeq 2M \Rightarrow$ Ya que $R_3 = 2M$

1) KVL en malla G-S ; $V_{GS} = V_{GG} - I_S R_S$, $I_S = I_D$

2) KVL en malla DS ; $V_{DD} = V_{DSQ} + I_S R_S$, $I_S = I_D$

3) Suponiendo Saturación (SAT); $I_D = I_{DSS}\left(1 - \dfrac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$

$$I_D = \frac{V_{GG} - V_{GS}}{R_S} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

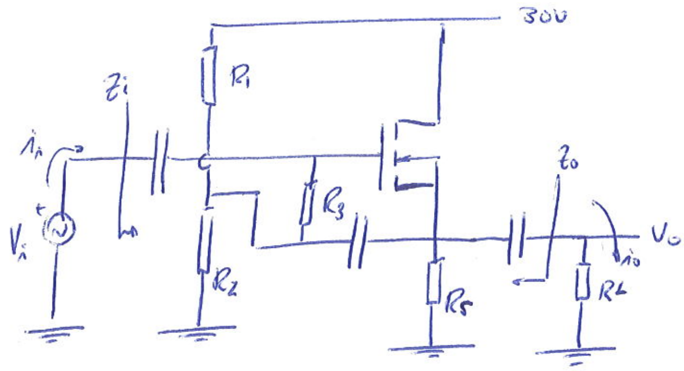
Despejamos V_{GS} ; $V_{GS} \equiv V_{GSQ}$ → $5'93\ V$; → $1'75\ V \Rightarrow$ Se descarta por ser menor a $4V$

$I_{DQ} = 0'93\ mA$ (Sustituyendo en la 1ª fórmula)
↳ Puede ocurrir $I_{DQ} > I_{DSS}$

$V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} \cdot R_S = 13'2\ V$

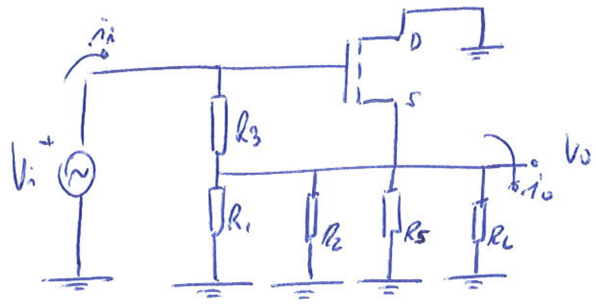
Comprobamos la saturación $V_{DSQ} \geq V_{GSQ} - V_P$

$13'26 \geq 5'93 - 4 \Rightarrow SAT.$



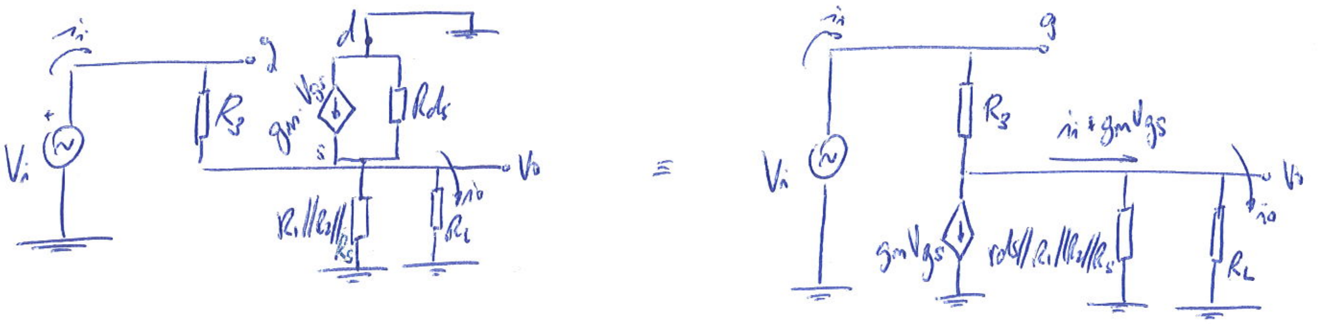
Q ⇒ Podemos calcular parámetros de peq. señal y análisis AC.

Circuito equivalente en AC: —||— $\xrightarrow{AC}$ ——



Configuración D común

Sustituyendo el MOS:



1/ $Av = \frac{V_o}{V_i}$

V_{gs} puente entre entrada y salida

$V_o = (i_i + g_m V_{gs}) \cdot [R_1 || R_2 || R_S || r_{ds} || R_L]$ → V_o en función de V_{gs} (solamente)

$i_i = \frac{V_{gs}}{R_3}$

en función de V_{gs}

$$V_i = V_{gs} + V_o = V_{gs}\left[1 + \left(\frac{1}{R_3} + g_m\right)\right]\cdot\left[R_1 \| R_2 \| R_s \| r_{ds} \| R_L\right]$$

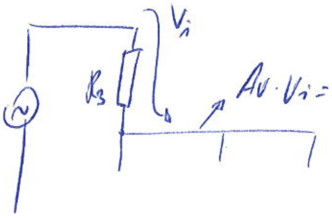
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\left(\frac{1}{R_3} + g_m\right)\cdot\left(R_1 \| R_2 \| R_s \| r_{ds} \| R_L\right)}{1 + \left(\frac{1}{R_3} + g_m\right)\cdot\left(R_1 \| R_2 \| R_s \| r_{ds} \| R_L\right)} = 0'863$$

2)

$$Z_i ? = \frac{V_i}{i_i} =$$

$$= \frac{V_{gs}\left[1 + \left(\frac{1}{R_3} + g_m\right)\right]\cdot\left[R_1 \| R_2 \| R_s \| r_{ds} \| R_L\right]}{V_{gs}/R_3} = \underline{14'63\ M\Omega}$$

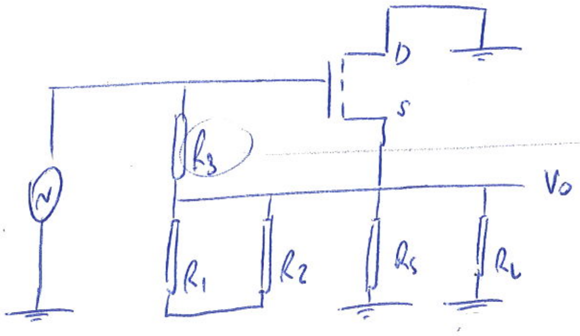
$Z_i > R_3$



$A_v \cdot V_i = 0'863 \cdot V_i \approx V_i$

A R_3 se le envía la salida

la intensidad que circula es $\emptyset$.



$V_{R_3} \downarrow = 0'14\, V_i \Rightarrow i_{R_3} \downarrow$ $\qquad V_o = 0'86\, V_i$

$V_{R_3} \uparrow \approx 99\, V_i \Rightarrow i_{R_3} \uparrow\uparrow$ $\qquad V_o = 100\, V_i$

$i_i = \frac{V_i - V_o}{R_3} = \frac{V_i - A_v \cdot V_i}{R_3}$

$Z_i = \frac{V_i}{i_i} = \frac{R_3}{1 - A_v}$ si $A_v \to 1 \Rightarrow Z_i \to \infty$

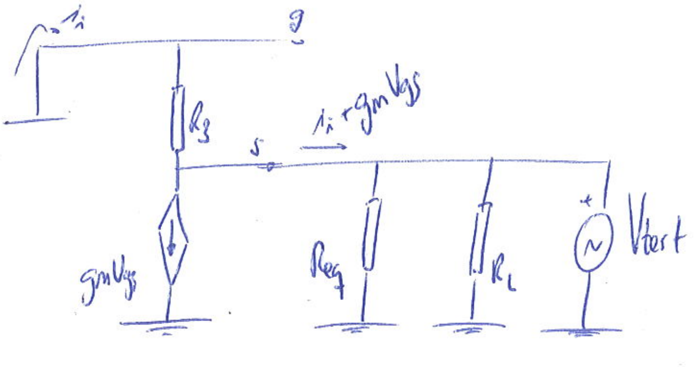
3/ $A_i = ? = \frac{i_o}{i_i} = \frac{V_o/R_L}{V_i/Z_i} = A_v \cdot \frac{Z_i}{R_L} = 0'863 \cdot \frac{14'63\,M\Omega}{82\,k\Omega} = 154$

⇓

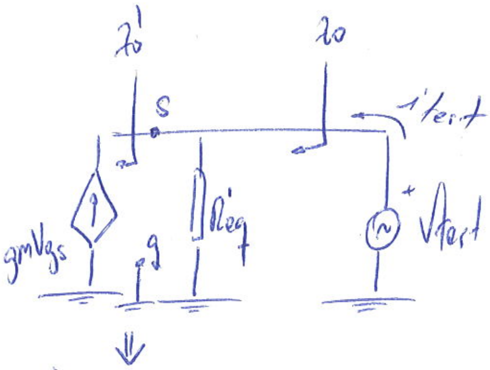
Ganancia de entrada elevada.

$Z_i \uparrow$ lleva a $A_i \uparrow$ pues chupa poca corriente el circuito

4/ $Z_o = ?$



$\equiv$



$R_{eq} = R_1 // R_2 // R_S // r_{ds}$

$R'_{eq} = R_1 // R_2 // R_S // r_{ds} // R_L$

$Z_o' = \frac{V_{test}}{i_{test}}$

$Z_o' = \frac{V_{test}}{-g_m (V_{gs})} = \frac{1}{g_m} \Rightarrow Z_o = Z_o' // R'_{eq} = 0'9\,k\Omega$

(V_{gs} = $-V_{test}$)

↑

para el calculo de Z_o' R'_{eq} superflua

$$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial V_{GS}}\right|_Q = \frac{-2I_{DSS}}{V_P}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right) = 0'965 \frac{mA}{V}$$

2.4 Limitaciones de los transistores

Se deben vigilar los valores máximos admisibles de

- V's
- I's
- P's
- Tª (temperatura de fusión)

si no ⇒ destruir o dañar (degradarlo)

Limitaciones por Tª

Al aumentar la temperatura, se degradan las características del dispositivo:

Tª ↑ ⇒ G_{th} ↑ ⇒ Aumentan las corrientes inversas de saturación de las uniones PN.

Tª ↑ ⇒ Aumentos de corriente

" ⇒ variación del carácter extrínseco de los SC:

$$S.C.\ N,\ N_d \gg N_i \Rightarrow \left| \begin{array}{l} n \simeq N_d \\ p \simeq \frac{n_i^2}{N_d} \end{array} \right.$$

$$\text{pero si } T^a \uparrow \Rightarrow n_i^2 \uparrow\uparrow \Rightarrow \left| \begin{array}{l} n \simeq N_d \\ p \simeq \frac{n_i^2}{N_d} \uparrow\uparrow \end{array} \right.$$

puede ocurrir que n sea similar a p. (pierde el carácter n) no se comporta como intrínseco conductor

Silicio (Si) se utiliza hasta 200°C

los fabricantes aconsejan hasta 80°C

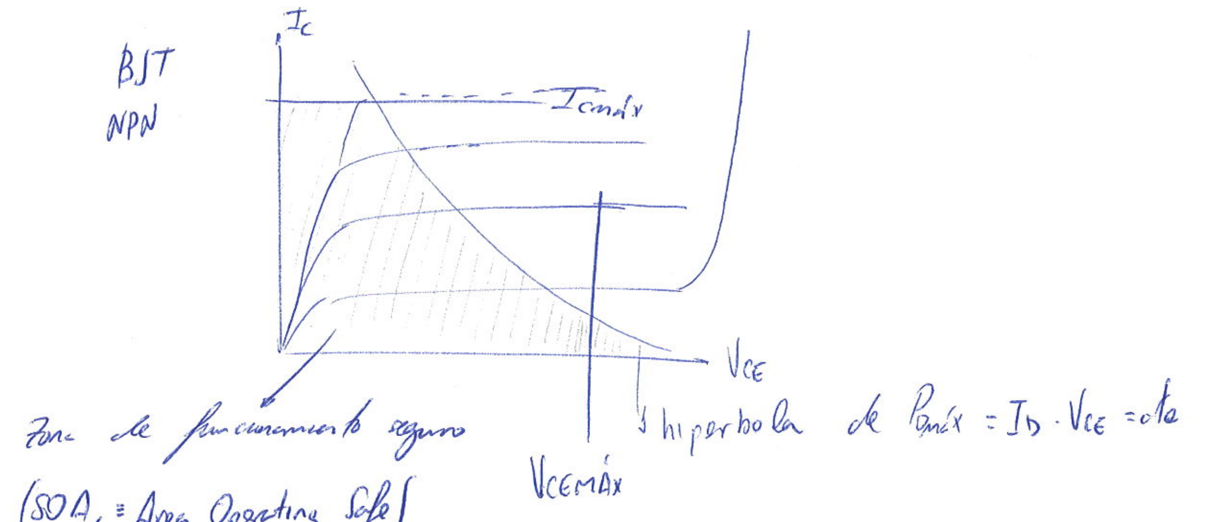
limitaciones por V's

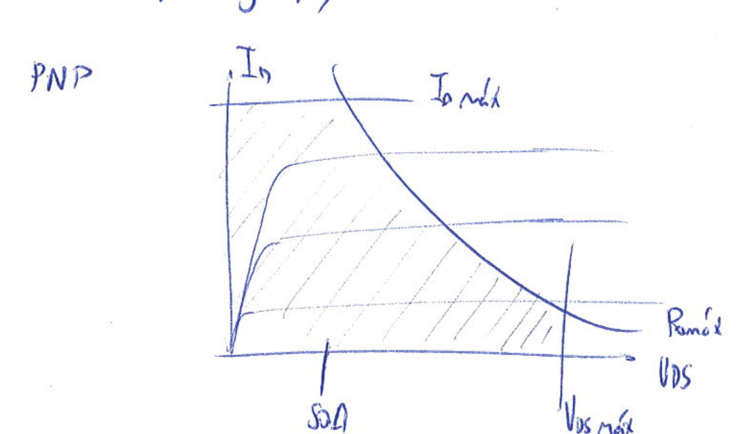
- tensiones de ruptura de uniones
- " " " de dieléctricos
- etc.

limitaciones por I's

- evitar fusión o evaporación de ciertas partes más sensibles del dispositivo:
  . Electromigración iónica
  . Contactos
  . caídas de tensión Ω.

limitación de Potencia





La temperatura real de un dispositivo depende de:

- VI potencia que cae
- facilidad de ceder calor al ambiente

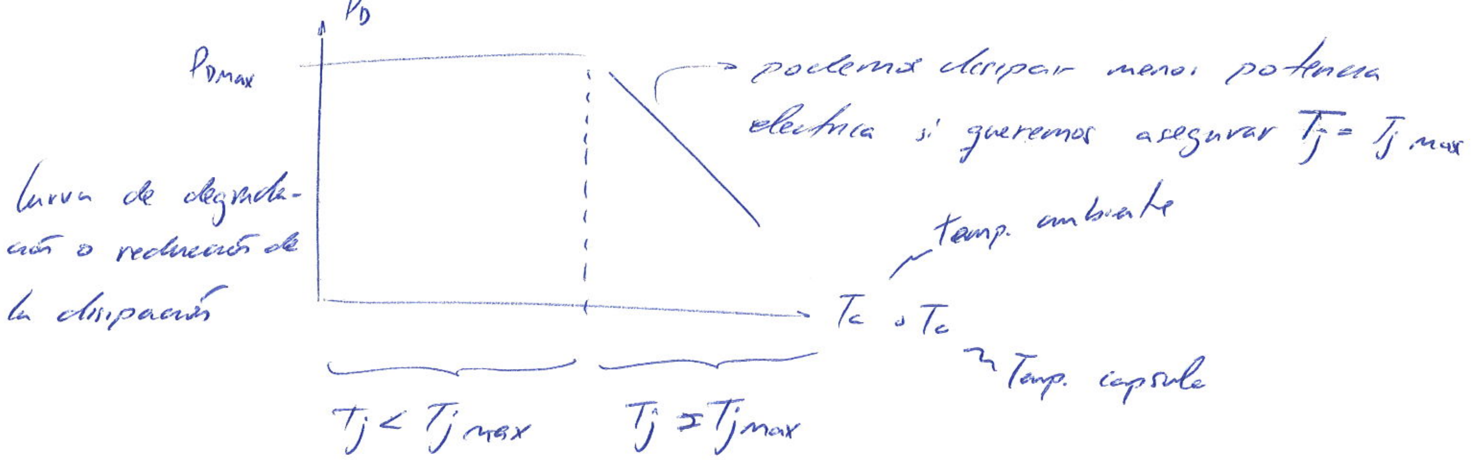
  $\Theta \equiv$ resistencia térmica
- T^a ambiente

El fabricante suele especificar T^a máxima:

· En la unión S.C. (en el Si)

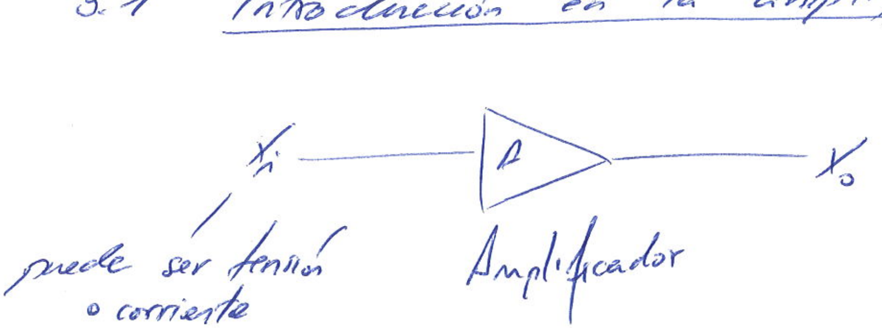
· En la cápsula.

El dispositivo puede aguantar $P_{Dmáx}$ si $T^a < T_{jmax}$ (T_{cmax})



T.3 Amplificación con elementos discretos

3.1 Introducción en la amplificación



$A = \frac{V_o}{V_i}$ lineal $\Rightarrow$ el circuito del amplificador debe de ser lineal $\Rightarrow$

$\Rightarrow$
- BJT en activa $I_C = \beta I_B$
- MOS / JFET en SAT no es lineal, se utiliza modelo lineal (en pequeña señal)

Especificaciones del Amplificador:

- A_v
- BW
- A_i
- Máximas excursiones de salida
- Z_i
- Z_o
- Consumo
- T°

$\Rightarrow$ Nos fijan el modelo en pequeña señal

$\Downarrow$

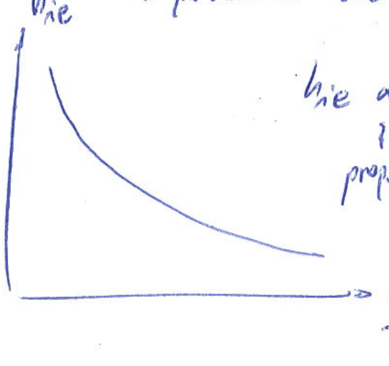
$\Rightarrow$ Nos fija el circuito de polarización

El diseño deberá ser resistente a:

- Variaciones de temperatura.
- edad.
- dispersión de características (= tolerancias).
- substitución de componentes (en caso de avería).

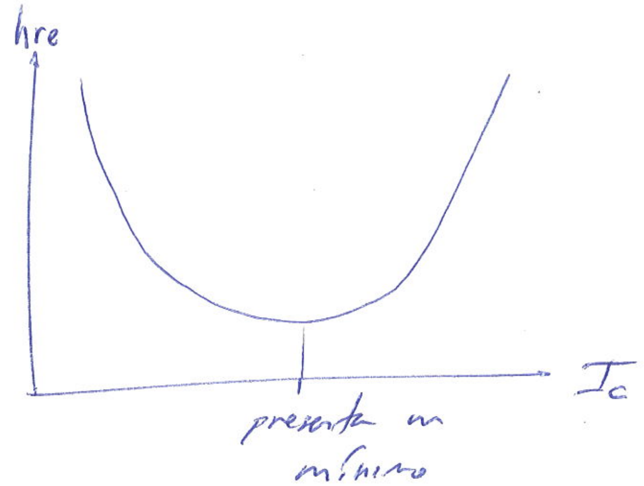
Dependencia usual de los parámetros de pequeña señal respecto a la polarización:

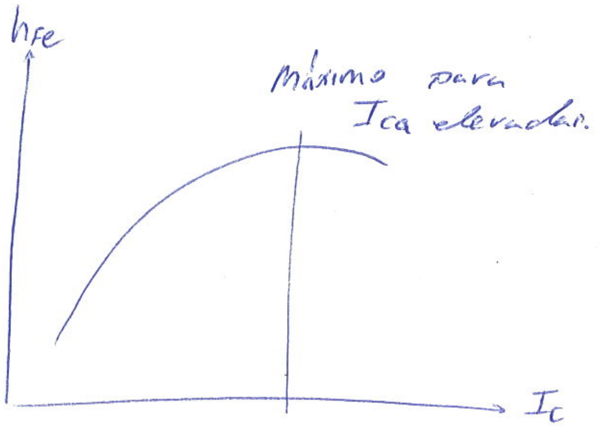
-BJT- h_{ie} ~ Impedancia de entrada



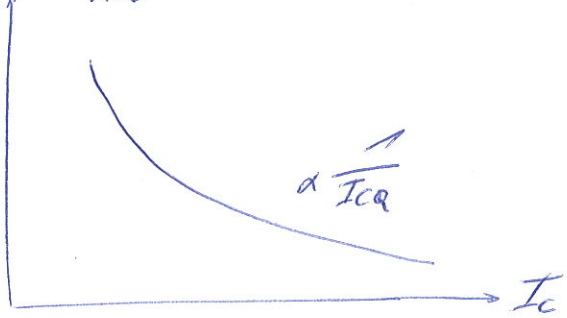
$h_{ie} \propto \frac{1}{I_{CQ}}$ ~ corriente de colector. (Q = pto. de trabajo)

$\propto$ ↑ proporcional



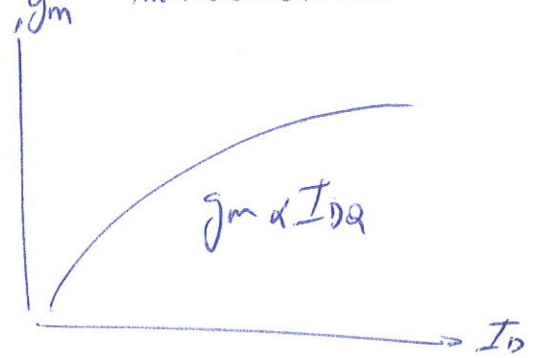


Resistencia de entrada ~ $r_{oe} = \frac{1}{h_{ro}}$

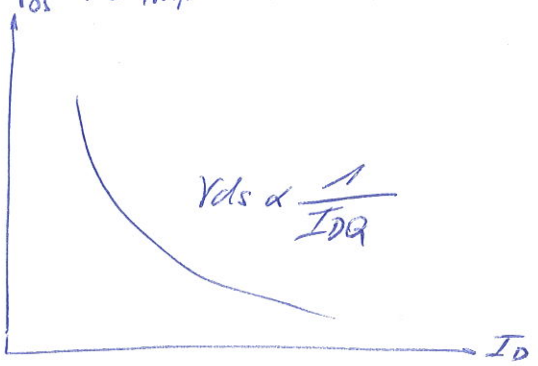


· los parámetros vistos dependen de V_{CEQ} de forma menos importante.

- FET - g_m ~ transconductancia



r_{DS} ~ Impedancia de salida



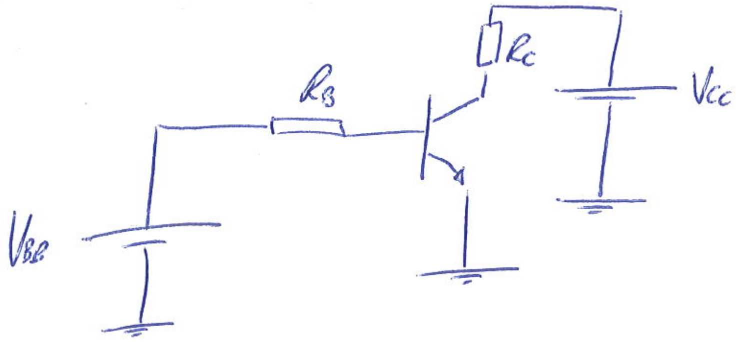
V_{DSQ} influye poco

- Diseño incidado por la red de pol.
- Interesará que las carac. del ampl. dependan de la red de pol.

3.2 Etapas amplificadoras básicas

3.2.1 Redes de polarización para BJT

A) Red de polarización con 2 fuentes de alimentación.



Supondremos Activa:

$$V_{BEQ} \simeq 0'7\ V$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - 0'7}{R_B}$$

ANALISIS

$$I_{CQ} = \underset{h_{FE}}{\beta} \underbrace{\frac{V_{BB} - 0'7V}{R_B}}_{I_B}$$

$$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_C$$

Diseño: Especificaciones $\begin{Bmatrix} I_{CQ} \\ V_{CEQ} \end{Bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} R_C = \dfrac{V_{CC} - V_{CEQ}}{I_{CQ}} \\ R_B = \dfrac{V_{BB} - 0'7}{I_{CQ}/h_{FE}} \end{cases}$

Obs: · Inconvenientes:

- requiere 2 fuentes
- Q depende mucho de $h_{FE} \Longleftrightarrow$ Q depende del estado individual del BJT

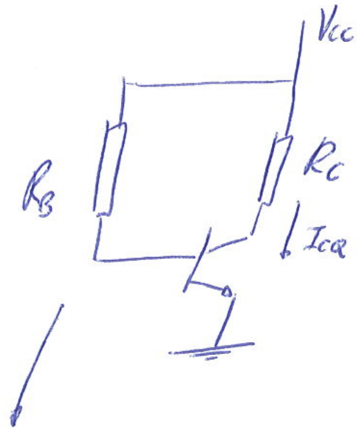
en concreto

$I_{CQ} \propto \beta$ —— problema

V_{CEQ} es lineal en β

no nos interesa I_{BQ} fija, interesa libre para ajustar I_{CQ}.

Una posible mejora leve:



I_{CQ} y V_{CEQ} dependen igual

Ejemplo 6 Diseñar la pol. a 25°C $\left\{ \begin{array}{l} V_{CEQ} = 5V \\ I_{CQ} = 4mA \end{array} \right\}$ Q deseado

Analizarla a 105°C

$\beta(25°C) = 60$

105°C 120

Valor típico: $\dfrac{\Delta V_{BEQ}}{\Delta T} = -\dfrac{2mV}{°C}$ T° ↑ V_{BE} ↓ pues el diodo conduce más si T° ↑

Diseño

Tomando: $\underset{25°C}{V_{BEQ}} = 0'7$

$R_B = \dfrac{10 - 0'7}{\frac{4mA}{60}} = 139\ k\Omega$ ~ $I_{BQ} = 66'6\ \mu A$

$R_C = \dfrac{10 - 5}{4mA} = 1'25\ k\Omega$

Análisis a 105°C

$\Delta V_{BEQ} = ?$ $V_{BEQ} = 0'7V + \dfrac{\Delta V_{BE}}{\Delta T} \cdot \Delta T$

(0'7 V: 25°C; $\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta T}$: $-\frac{2mV}{°C}$; ΔT: (105-25))

$V_{BEQ} = 0'54\ V$

Ahora: $I_{BQ} = \frac{10 - 0'54}{R_B} = 67'8 \mu A$

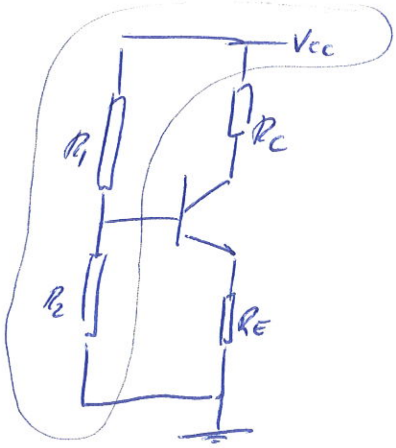
antes: $66'6 \mu A$ => varía poco

$I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ} = 8'13 mA$ Varía mucho => la red fija poco Q

β ↓ 120, I_{BQ} ↓ ≈

$V_{CEQ} = 10V - I_{CQ} \cdot R_C = 8'13 \cdot 125 > 10$ => Sat. posiblemente no amplifique.

B/ Circuito autopolarizado



Más resistencias => más libertad de diseño

1 fuente

Analisis $I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (h_{FE}+1) R_E}$

↑ I_{BQ} depende mucho de β

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ R_B = R_1 \| R_2 \end{array} \right.$$

$I_{CQ} = h_{FE} \cdot I_{BQ} = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{h_{FE}} + \left(\frac{h_{FE}+1}{h_{FE}}\right) R_E}$

$\left(\frac{h_{FE}+1}{h_{FE}}\right) \simeq 1$

$V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} (R_E + R_C)$ V_{CEQ} será tan estable como I_{CQ}

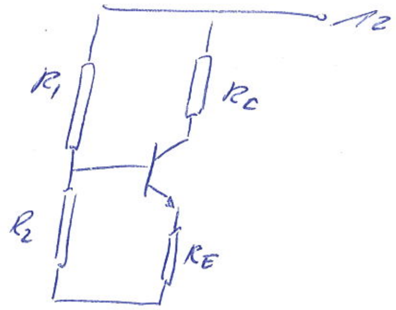
↓

Aproximar I_{EQ} por I_{CQ}

Diseño: $I_{CQ} = cte.$ respecto h_{fe} → si conseguimos que $\frac{R_B}{h_{fe}} \ll R_E$

Criterio de diseño habitual: $\boxed{R_E \geq 10 \frac{R_B}{h_{fe}}}$

Ejemplo



Datos: $V_{BE}(25°C) = 0'7V$

$\frac{\Delta V_{BE}}{°C} = -\frac{2mV}{°C}$

$h_{fe}(25°C) = 60$

$h_{fe}(105°C) = 120$

$\left\{ \begin{array}{l} V_{CEQ} = 5V \\ I_{CQ} = 4mA \end{array} \right\}$

Diseñar la red de polarización para el Q a 25°C.

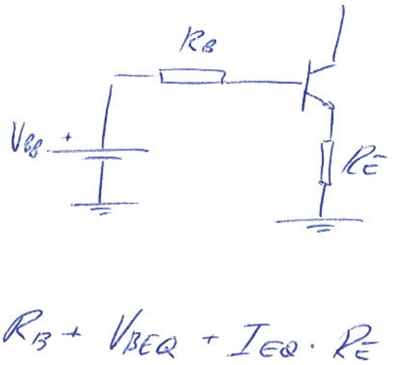
Obtenemos: $R_C + R_E = \frac{\overset{V_{CC}}{12} - \overset{V_{CEQ}}{5}}{\underset{I_{EQ}}{4mA}} = 1'75\ k\Omega$

I_{BQ} está fijado por Q: $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{h_{fe}} = 66'67\ mA$

Obs: $I_{EQ} = \underset{4mA}{I_{CQ}} + \underset{66'6\mu A}{I_{BQ}} \simeq I_{CQ}$

Según el criterio de diseño: $R_B \leq \frac{h_{fe} \cdot R_E}{10} = 6K$ (las tomamos así por el momento)

$\boxed{R_B = 6K}$



$V_{BB} = I_B \cdot R_B + V_{BEQ} + I_{EQ} \cdot R_E = \underline{5'1V}$

Hemos calculado R_C, R_E

V_{BB}, R_B $\Longrightarrow$ R_1, R_2

$$V_{BB} = V_{CC}\frac{R_2}{R_1+R_2} \rightarrow 5'1 = 12\frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$R_B = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2} \longrightarrow 6K = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1+R_2}$$

$R_1 = 14'12K$

$R_2 = 10'43K$

Análisis a 105°C

Ahora: $I_{BQ} = \frac{5'1 - 0'54}{6K + 120 \cdot 1K} = 36'2\mu A \simeq$ la mitad que con 25°C (no es malo)

(donde $5'1 = V_{BB}$ y $0'54 = V_{BEQ}(105)$)

$I_{CQ} = 120 \cdot 36'2\mu A = 4'3\,mA \rightarrow$ Varía poco ($4mA \rightarrow 4'3\,mA$) menor del 10%

$V_{CEQ} = 12 - 4'34(0'75 + 1K) = 4'4\,V$ (12%)

- Tenemos una buena polarización: nos fija I_{CQ} (no I_{BQ} como en el anterior)

obs: si se toma R_B más sobrado:

$$R_B = \frac{h_{fe} \cdot R_E}{100} = 600\Omega \rightarrow$$

en lugar de 10.

$R_1 = 1'52K$

$R_2 = 1K$

$R_C = 0'75K$

$R_E = 1K$

$R_B = 600\Omega$

a 105°C

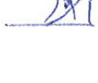
$I_{BQ} = 34'8\mu A$ (−48%)

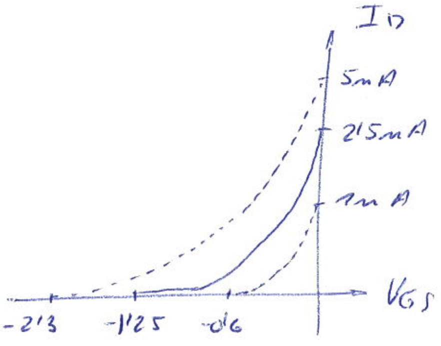
$I_{CQ} = 4'18\,mA$ (4'5%)

$V_{CEQ} = 4'69\,V$ (−6'25%)

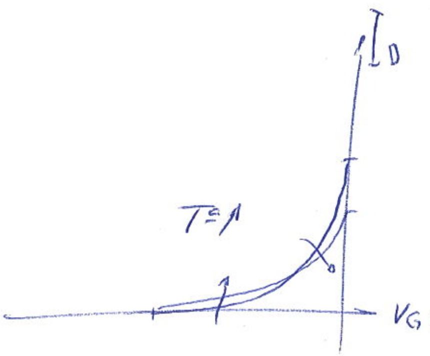
3.2.2 Redes de polarización del FET

Variaciones habituales de la característica de transferencia:



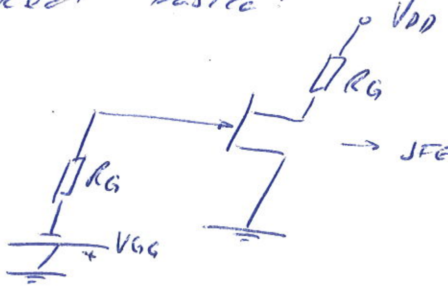


Variaciones por tolerancias

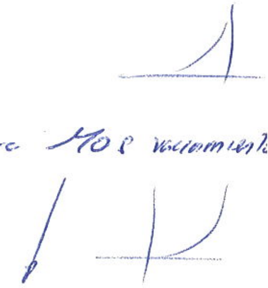


Variaciones por T^a

A/ Red Básica:



→ JFET, pero también será válido para MOS vaciamiento



MOS acumulación es similar el estudio (cambia el signo de V_{GG})

- Q era bastante inestable ante variaciones

Análisis: · $V_{GS} = -V_{GG}$ $\boxed{I_G \approx 0}$

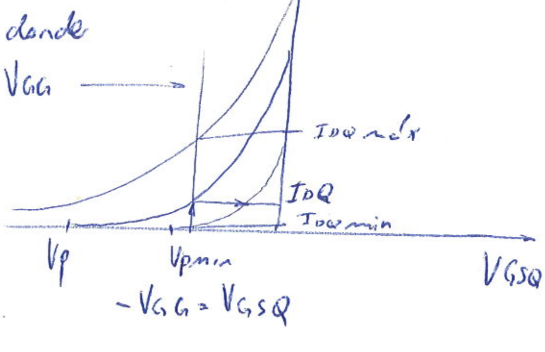
Suponemos SAT $\Longrightarrow I_D = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$ (con $V_{GS} = -V_{GG}$)

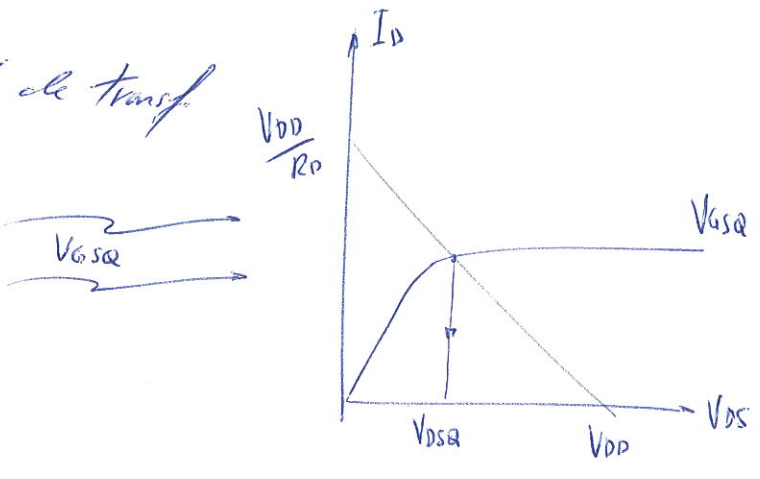
se encuentra directamente

· $V_{DSQ} = V_{DD} - I_D \cdot R_D$

Gráficamente: Caract. de transf.

nos indica los lugares donde $V_{GS} = -V_{GG}$ →





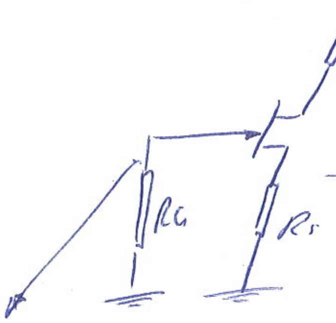
I_{DQ} está comprendida entre $I_{DQ\,máx}$ e $I_{DQ\,min}$ =>

=> Variación bastante grande $\left(|V_{p\,min} - V_{GSQ}| << \right)$

Si $V_{p\,min}$ se acerca a $-V_{GG}$ => $I_{DQ\,min}$ ↓↓ => ↓↓ =>

=> amplifica poco

B/ Circuito autopolarizado.



- 1 fuente

$V_S > 0$ ✱

⇓

Válido para
JFET
MOS Vaciamiento

No es válido para MOS acumulación

$V_G = 0$ pues $I_G \simeq 0$ => $V_{GS} < 0$ => JFET en conducción

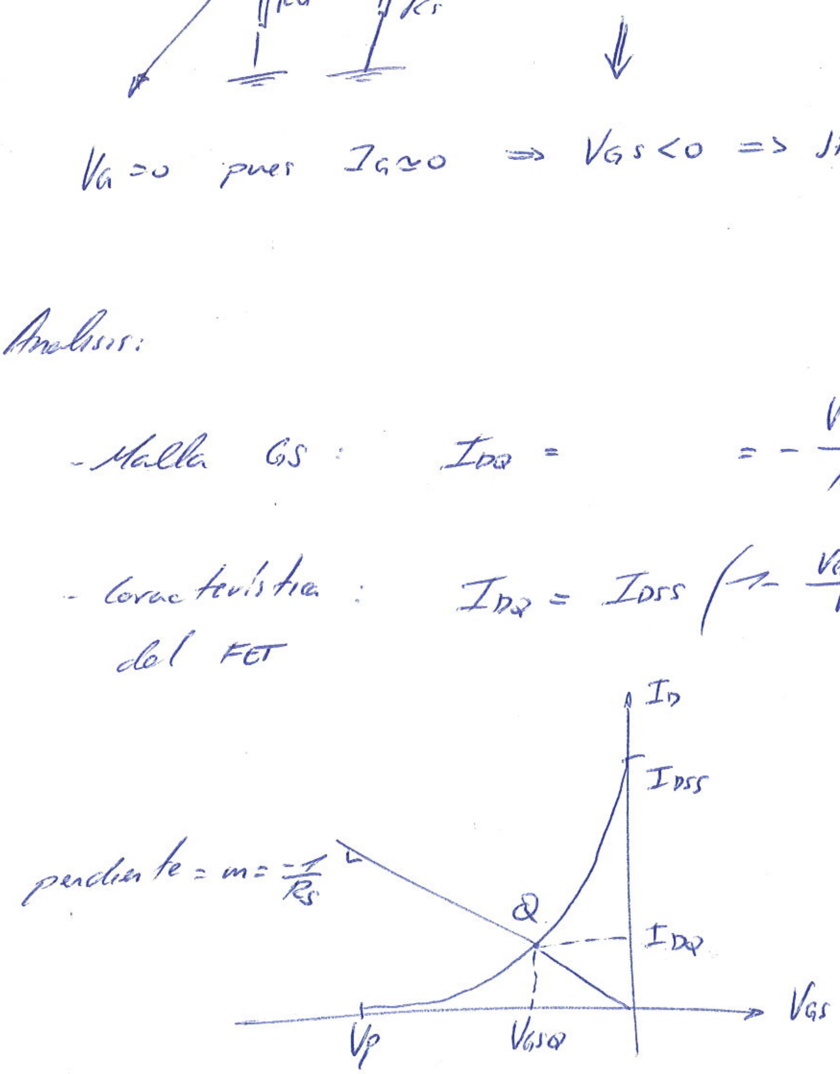
Análisis:

- Malla GS: $I_{DQ} = \quad = -\dfrac{V_{GSQ}}{R_S}$

- Característica del FET: $I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 - \dfrac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$

} 2 ecs. 2 inc.

$\left.\begin{matrix} V_{GSQ} \\ I_{DQ} \end{matrix}\right\} Q$



En malla DS: $V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}R_D - I_{DQ}R_S = V_{DD} - I_{DQ}(R_D + R_S)$

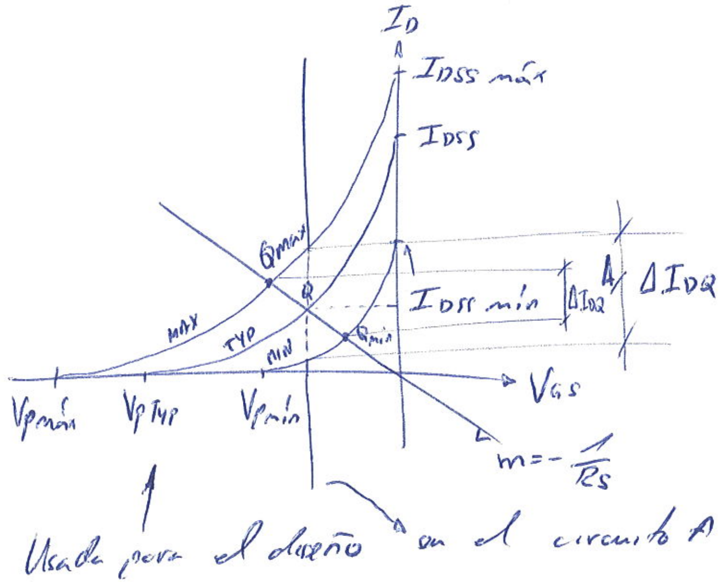
Diseño: se nos da Q deseado: $\left\{ \begin{array}{l} I_{DQ} \\ V_{DSQ} \end{array} \right. \Rightarrow$

$\Rightarrow$ A partir de Q hallaremos: V_{GSQ}

y a partir de $I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 - \dfrac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$:

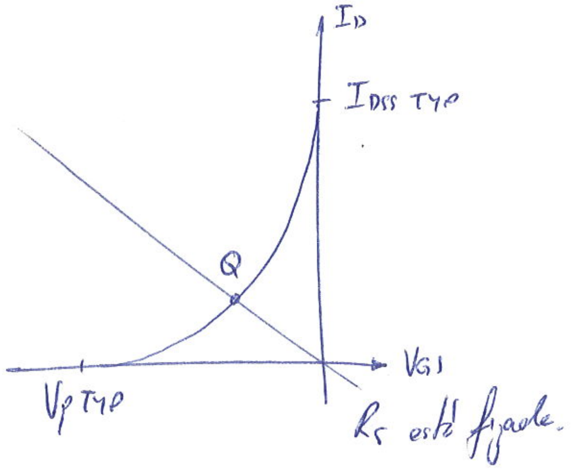
$$R_S = -\frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}}$$

$$\longrightarrow R_D = ? = \frac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}} - R_S$$

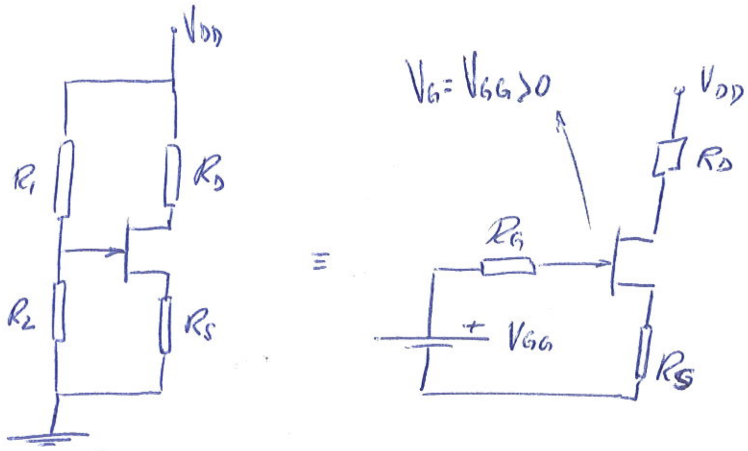


- Hemos mejorado las fluctuaciones de I_{DQ} respecto A/.
- La fluctuación es mejor (menor) si $m \to 0 \equiv R_S \to \infty$
- Si I_{DQ} está fijada previamente (lo habitual), R_S es única, queda fijada por $I_{DQ} \Rightarrow \Delta I_{DQ}$ también fijada por I_{DQ}.

fluctuación.

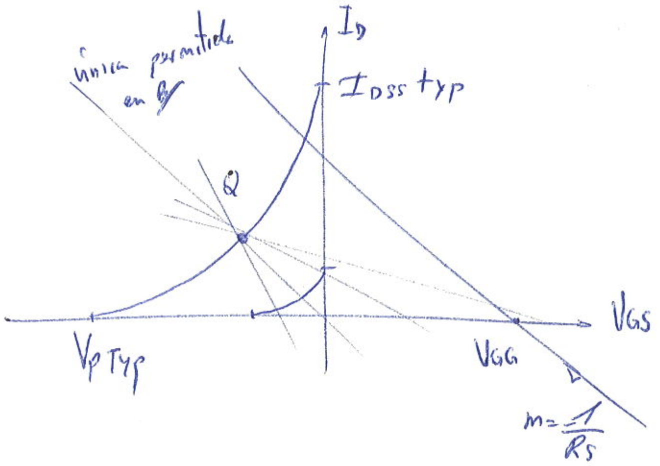


⊊ se puede mejorar la polarización mediante el circuito.



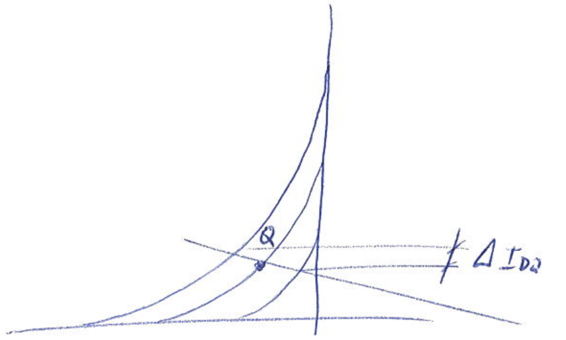
Análisis:

$$-V_{GS} = V_{GG} - I_D R_S \Rightarrow I_D = \frac{V_{GG} - V_{GS}}{R_S}$$



Dado Q ⇒ pasan muchas rectas: R_S y V_{GG} diferentes ⇒

⇒ podemos escoger. (en el anterior caso no podíamos escoger)



$\Delta I_{DQ} \downarrow$ si $|m| \downarrow = R_S \to \infty$ (recta de menor pendiente)

<u>Análisis de un circuito dado</u>

- Calcular V_{GSQ} y I_{DQ}

$$\left.\begin{aligned} V_{GSQ} &= V_{GG} - I_{DQ} R_S \\ I_{DQ} &= I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right) \end{aligned}\right\} \text{2 ecs. 2 inc.}$$

- luego: $V_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ}(R_D + R_S)$.

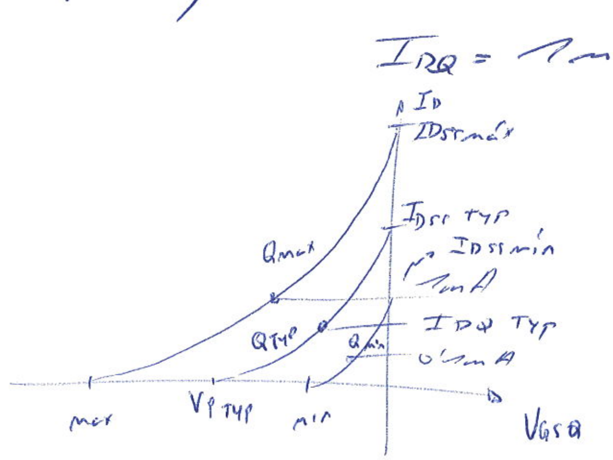
- Comprobar si es cierta la saturación.

<u>Diseño</u>:

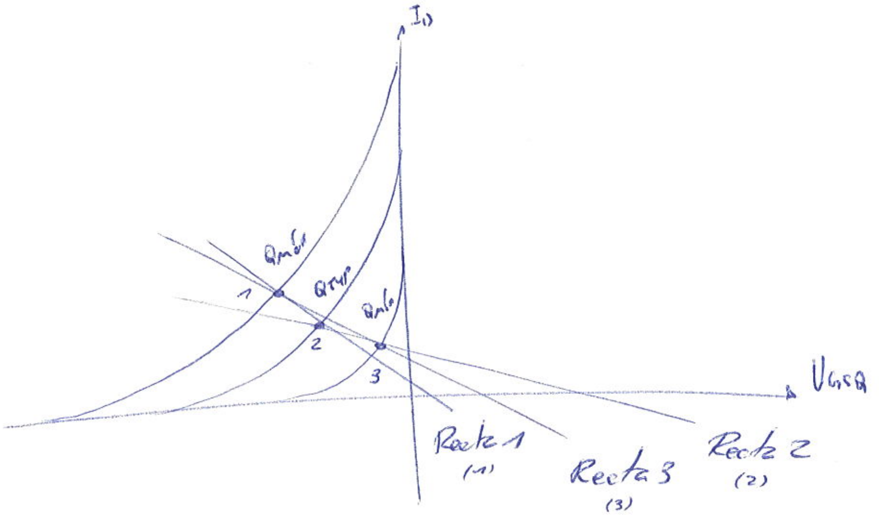
Por tener un grado de libertad, podemos escoger la fluctuación de I_{DQ}:

por ej: $\Delta I_{DQ} = \pm 10\% \, I_{DQ} = \pm 0'1 mA$

$I_{DQ} = 1 mA$



los tres puntos en general no estarán alineados. (trazaremos 2 rectas) 2 a 2 puntos.



(1) de Q min no válido : I_{DQ} min < 0'9 mA (NO VALE).
une puntos 1-2

(3) no nos da Q deseado para el FET Typ → pero
une puntos 1-3

verifica ΔI_{DQ} seguro.

* Ejemplo: diseñar la red de polarización.

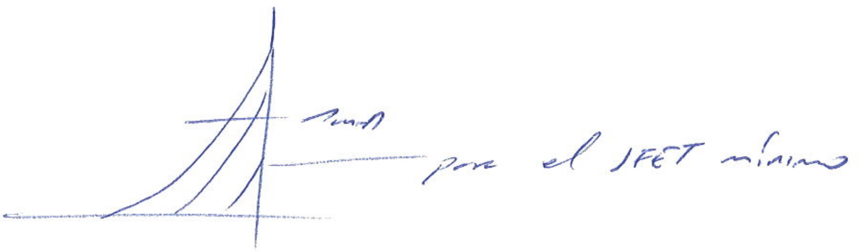
Q deseado: $\begin{cases} I_{DQ} = 1mA \\ V_{DSQ} = 15V \end{cases}$

V_{DD} disponible 30V

Características del FET:

	max	Typ	min
I_{DSS}	5mA	2'8 mA	1mA → (1)
V_p	-2'3 V	-1'25 V	-0'6V

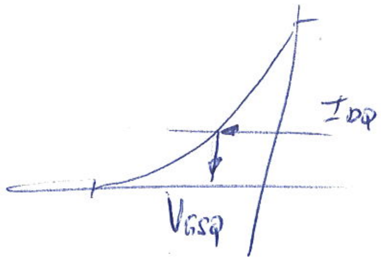
(1) $I_{DSS\,máx} > I_{DQ}$ deseada (para JFET se debería asegurar en principio)

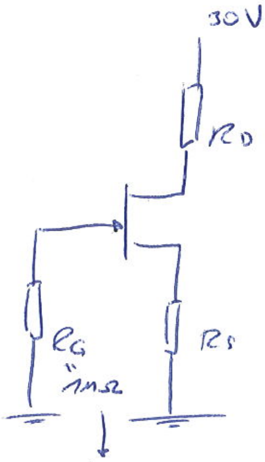


Diseño:

a) circuito autopolarizado:

– V_{GSQ} está fijado por Q





o otro $I_G \cdot R_G \downarrow\downarrow$

$$I_{DQ} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{V_P}\right)^2$$

$I_{DQ} = 1\,mA$, $I_{DSS} = 2'8\,mA$, $V_P = 1'25\,V$

⇓

$$\boxed{V_{GSQ} = -0'5\,V}$$

– R_S = ? $\quad R_S = \dfrac{-V_{GSQ}}{I_{DQ}} = 0'5\,k\Omega$

– R_D = ? $\quad$ KVL en DS: $\quad R_S + R_D = \dfrac{V_{DD} - V_{DSQ}}{I_{DQ}}$

$R_S = 0'5\,k\Omega$, $V_{DD} = 30$, $V_{DSQ} = 15$, $I_{DQ} = 1\,mA$

⇓

$$\boxed{R_D = 14'5\,k\Omega}$$

Análisis: caso máximo y mínimo

<u>máx</u>

$$\left.\begin{aligned} I_{DQ} &= -\frac{V_{GSQ}}{0'5\,k\Omega} \\ I_{DQ} &= 5\,mA\left(1 - \frac{V_{GSQ}}{-7'3}\right)^2 \end{aligned}\right\} \Rightarrow \begin{aligned} &V_{GSQ} = -0'91\,V \\ &I_{DQ} = 1'823\,mA \;(+82\%) \end{aligned}$$

$5\,mA = I_{DSS\,máx}$, $-7'3 = V_{p\,máx}$

$V_{DSQ} = 30 - 1'823 \, (R_D + R_S) = 2'65 \quad (-82\%)$

$1'823 = I_{DQ\,max}$

- Se verifica SAT. por poco.

<u>mín</u> Análogamente:

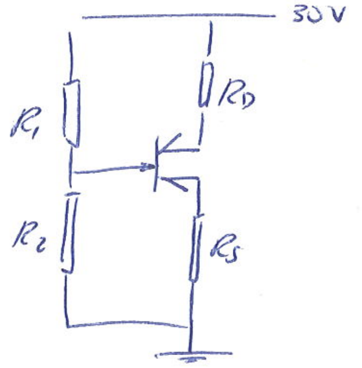
$V_{GSQ} = -0'21\,V$

$I_{DSQ} = 0'42\,mA \quad (-58\%)$

$V_{DSQ} = 23'7\,V \quad (+58\%)$

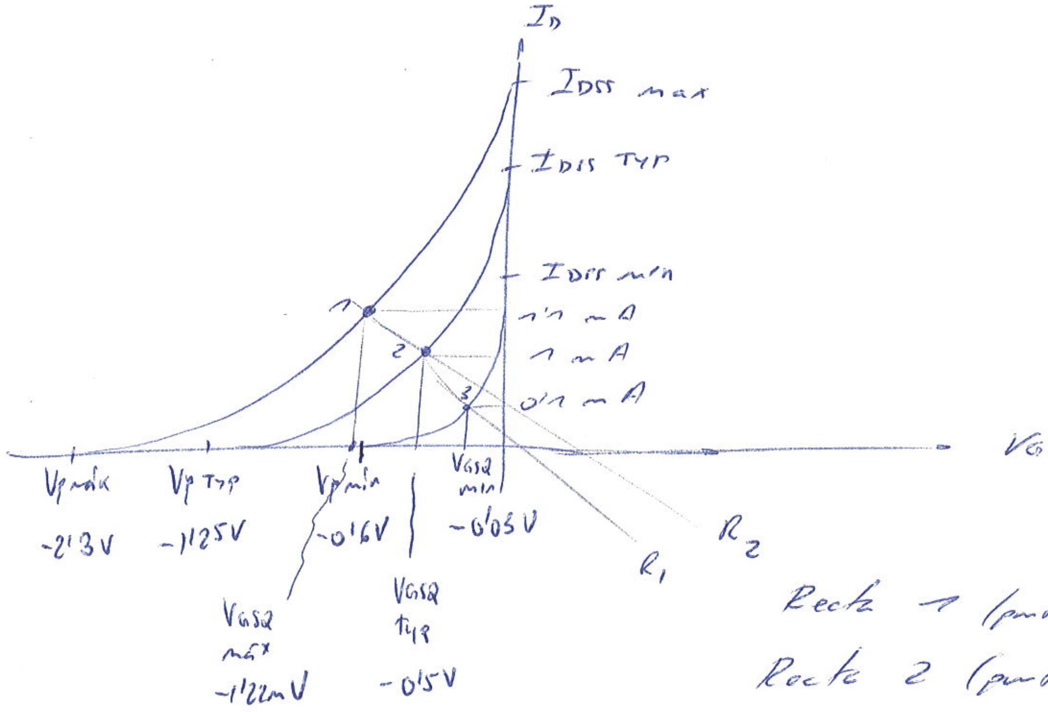
O sea, Q poco estable

b/ Diseño



Se nos da el ΔI_{DQ} ⇒ Q tendrá la estabilidad deseada.

$\Delta I_{DQ} = \pm 10\% I_{DQ} = \pm 0'1\,mA$



Recta 1 (puntos 2-3)

Recta 2 (puntos 1-2)

Calculando las pendientes: (no sería necesario si hiciéramos el cálculo gráfico bien hecho).

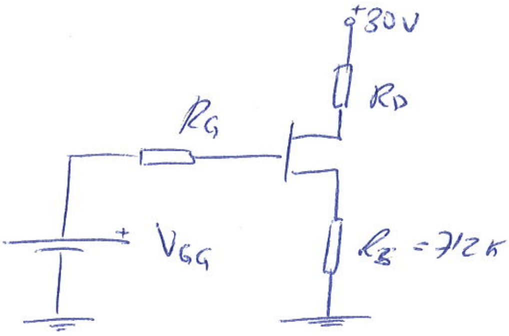
$$m_1 = \frac{1mA - 0'9mA}{-0'5-(-0'03)} = -0'21 \frac{mA}{V} \Rightarrow R_{S1} = -\frac{1}{m_1} = 4'7K\Omega$$

$$m_2 = \frac{1'1mA - 1mA}{-1'22-(-0'5)} = -0'15 \frac{mA}{V} \Rightarrow R_S = 7'2\ K\Omega$$

Tomamos la recta de pendiente más plana $\left\{ \begin{array}{l} |m| \downarrow \\ m \uparrow \ (m<0) \end{array} \right.$

o sea $m_2 \Rightarrow$ $\boxed{R_S = 7'2K\Omega}$

$R_1, R_2 = ?$ las hallamos a través de R_G, V_{GG}



$$V_{GG} = V_{RG} + V_{GSQ} + I_{DQ} R_S$$

$V_{RG} = 0$, $V_{GSQ} = -0'5V$, $I_{DQ} = 1mA$, $R_S = 7'2K$

$I_G = 0$

$V_{GG} = 6'7V$

$R_G = ? = 1M\Omega$ pues $I_G R_G \downarrow\downarrow$

$$\left. \begin{array}{l} R_G = 1M\Omega \\ V_{GG} = 6'7V \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} R_1 = 4'48M\Omega \\ R_2 = 1'29M\Omega \end{array} \right.$$

Comprobación del circ. pol.:

1/ FET Típico se cumple el Q deseado: $I_{DQ} = 1mA$ $V_{DSQ} = 15V$

2/ FET máx:

$I_{DQ_{máx}} = 1'1 \, mA$ (+10%)

$V_{GSQ} = -1'22V$ (+144%): No importa pues V_{GSQ} debe quedar libre para asegurar $I_{DQ} \simeq$ cte. ante variaciones del FET.

$V_{DSQ} = 13'5 \, V$ (-10%)

3/ FET mín:

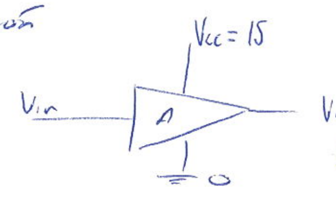
$I_{DQ} = 0'93 \, mA$ (-7%)

$V_{GSQ} = -0'02V$ (-96%)

$V_{DSQ} = 18V$ (-16'67%)

3.2.6 Márgenes dinámicos

- Introducción



Vo limitada ⇒ por las alimentaciones (Vcc y masa)

↳ También está limitada por los dispositivos no lineales.

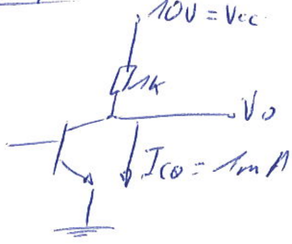
Obs

- Limitar una amplitud en la salida equivale a limitar la máxima tensión de entrada válida.
  ↳ salida sin distorsión.
- En la salida podemos estudiar
  - amplitud.
  - frecuencia.
  - corriente.
  - tensión.
- Limitación de tensión ⟺ corriente: se estudian de 2 formas:

· Estudio matemático.

· Estudio electrónico ⇒ Nos ha de justificar el estudio matemático.
↳ podemos ver los cambios de zona de trabajo de los dispositivos no lineales.

Ejemplo



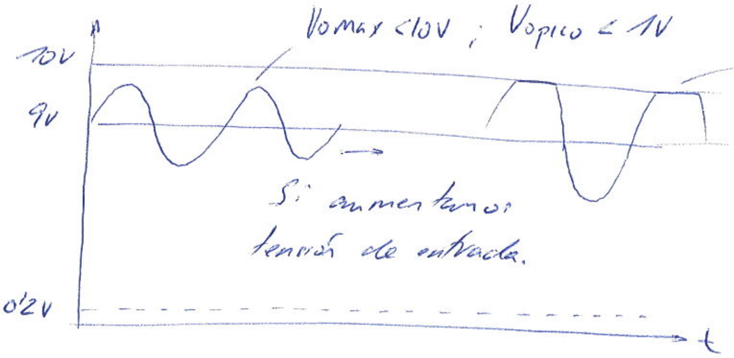
⇒ $V_{CEQ} = 10V - 1k \cdot 1mA = 9V$

$V_{o\,mín} = V_{CEsat} = 0'2$ por ejemplo

$V_{o\,máx}$ = Tr en corte = $V_{cc} = 10V$

límite impuesto por la alimentación y el transistor.

↳ límite impuesto por alimentación.



tenemos distorsión en la parte alta

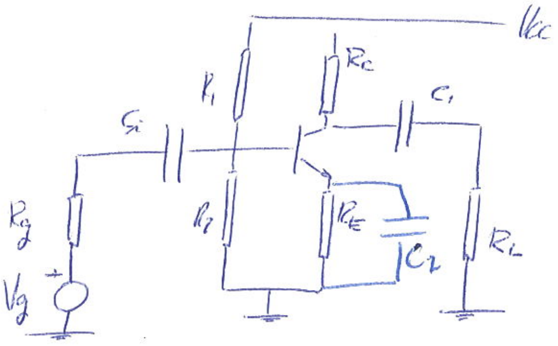
⇒ Si seguimos aumentando también puede llegar ha recortar inferiormente o sea hasta 0'2V.

⇒ por tanto en la salida hay un margen de 9'8V

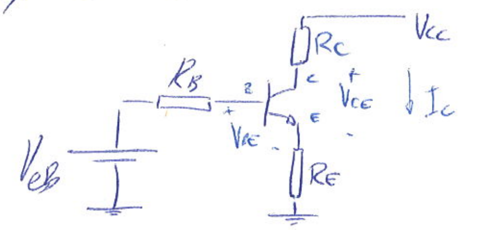
⇒ El mayor seno en este circuito es de $2V_{p\text{-}p}$ ya que $9V + 1V_p$ es igual a la tensión de alimentación.

Sistematizarlo — { RCC / RCA } Entrada y salida

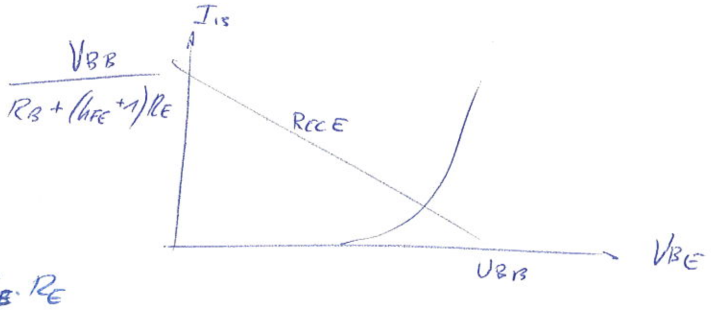
Ejemplo para bipolar aplicable a FET



A/ Circuito de Polarización

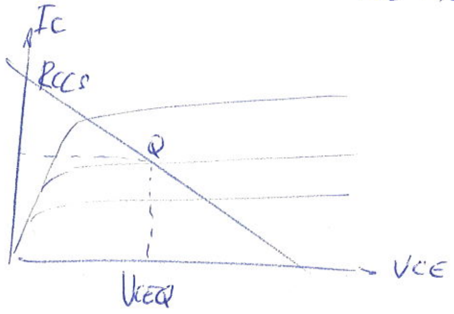


Visión a ojo



$V_{CC} = I_C R_C + V_{CE} + I_B \cdot R_E$

Se vió: R_{CCS} ; $I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_C + R_E}$



Recordar la R_{CCE} viene de

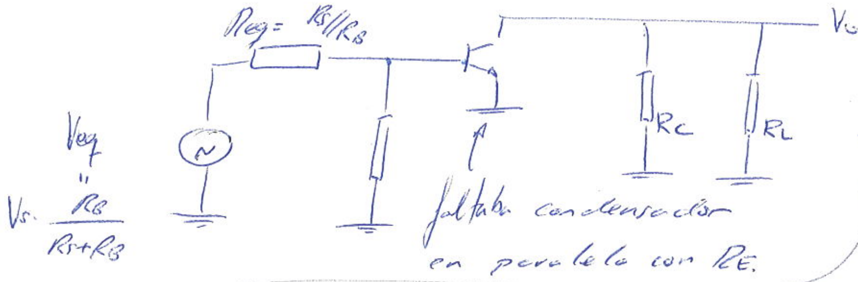
$$I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (h_{FE}+1) \cdot R_E}$$

$h_{FE} = \beta$ $\qquad I_B = (\beta+1) I_E$

$V_{EB} = I_B R_B + V_{BE} + I_E R_E$

B/ Obtención de la RCA:

Trabajar con el circuito equivalente en alterna



faltaba condensador en paralelo con RE.

tener en cuenta:

⇒ RCAE ⇒ Relaciona i_b con V_{be}

→ RCAS ⇒ " de " V_{ce}

$$\left\{ \begin{array}{l} i_b = \frac{V_{eq} - V_{be}}{R_{eq}} \quad (RCAE) \\ V_{CE} = -i_c (R_C // R_L) \Rightarrow i_c = \frac{-V_{CE}}{R_C // R_L} \quad (RCAS) \end{array} \right.$$

Pequeña comprobación para ver si lo hemos hecho bien:

$\frac{\partial i_b}{\partial V_{be}} < 0 \Rightarrow$ la recta tiene pendiente menor de 0.

$\frac{\partial i_c}{\partial V_{ce}} < 0 \Rightarrow$ También la pendiente es menor de 0.

RCAE y RCAS son restricciones que debe cumplir la pequeña señal
⇓
(El circuito) ib, Vbe, ic, Vce deben estar sobre ellos en D.C.

Las componentes totales son la suma de las componentes AC y DC según la nomenclatura:

$V_{BE} = V_{BEQ} + V_{be}$ $\qquad$ $V_{CE} = V_{CEQ} + V_{ce}$

$i_B = I_{BQ} + i_b$ $\qquad$ $i_C = I_{CQ} + i_c$

$i_B - I_{BQ} = \dfrac{V_{eq} - V_{BE} + V_{BEQ}}{R_{eq}}$

RCA. entrada RCAE: $i_b = \dfrac{V_{eq} - V_{be}}{R_{eq}}$

RCA. salida RCAS: $i_c = \dfrac{-V_{ce}}{R_C // R_L}$

En ejes de pequeña señal.

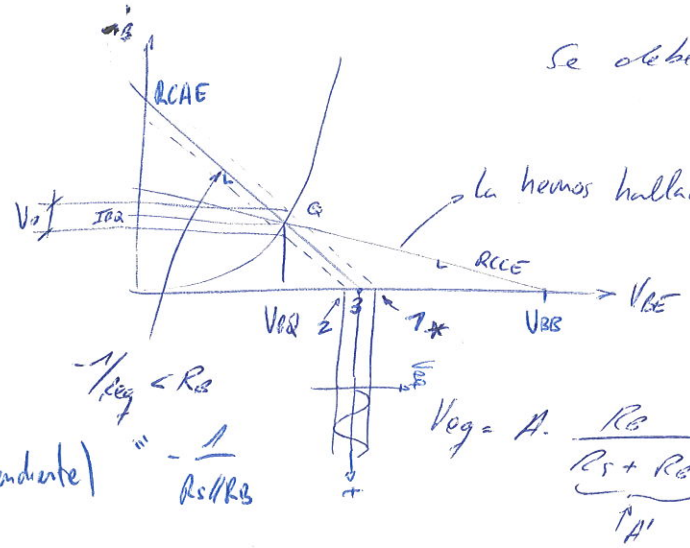
En ejes de gran señal. i_B/V_{BE} (cambio de variable)

RCAE: $i_B = \left(I_{BQ} + \dfrac{V_{BEQ}}{R_{eq}} + \dfrac{V_{eq}}{R_{eq}}\right) - \dfrac{V_{BE}}{R_{eq}}$

RCAS: $i_C = \left(I_{CQ} + \dfrac{V_{CEQ}}{R_C // R_L}\right) - \dfrac{V_{CE}}{R_C // R_L}$

Las RCA y RCC se cortan en Q

Se debe cumplir ⇒ |Pendiente RCCE| < |Pendiente RCAE|

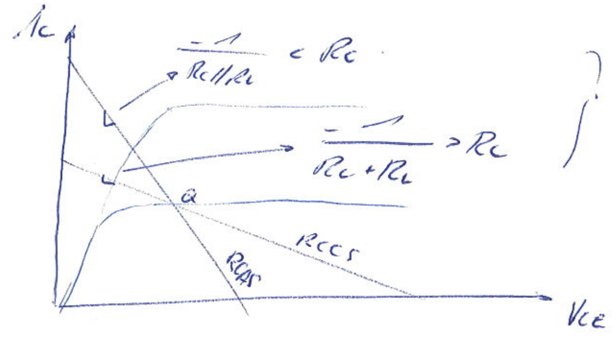


La hemos hallado antes $\dfrac{-1}{R_B + (h_{FE}+1)R_E} > R_B$ (=pendiente)

$-1/R_{eq} < R_B$ (pendiente) $= -\dfrac{1}{R_S // R_B}$

$V_{eq} = A \cdot \dfrac{R_B}{R_S + R_B} \cdot \sin \omega t$
$\qquad\qquad \underbrace{}_{A'}$

En la salida:



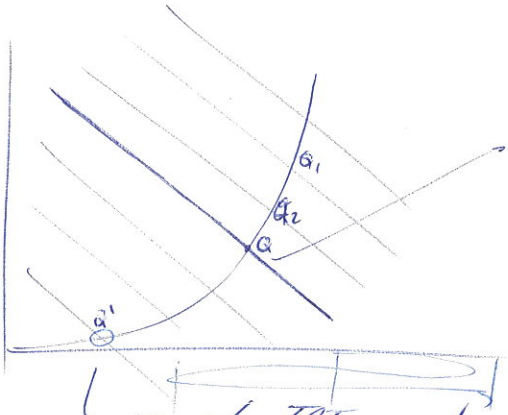
|Pendiente RCCS| < |Pendiente RCAS|

Esto es debido a que los condensadores nos quitan resistencias en el circuito de polarización.

*

$$\begin{cases} 1: & I_{BQ} + \dfrac{V_{BEQ}}{R_{eq}} + \dfrac{A'}{R_{eq}} \\ 2: & I_{BQ} + \dfrac{V_{BEQ}}{R_{eq}} - \dfrac{A'}{R_{eq}} \\ 3: & I_{BQ} + \dfrac{V_{BEQ}}{R_{eq}} + \dfrac{0}{R_{eq}} \end{cases}$$

- Si $V_{eq} \equiv V_s$ tiene demasiada amplitud
- Distorsion en la entrada
- Por la ganancia del circuito, suele aparecer antes la distorsion en la salida en V_{CE}.

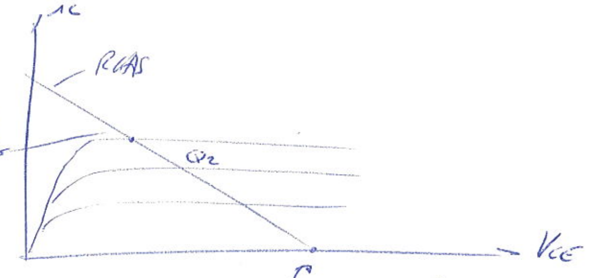


Punto de reposo: fijo en el tiempo: coordenadas (V_{CEQ}, I_{BQ})

Q_1, Q_2 ... punto de trabajo; Variable en el tiempo por la pequeña señal.

→ el TRT se corta ≡ $i_B = 0$
(la componente alterna con mucha amplitud)

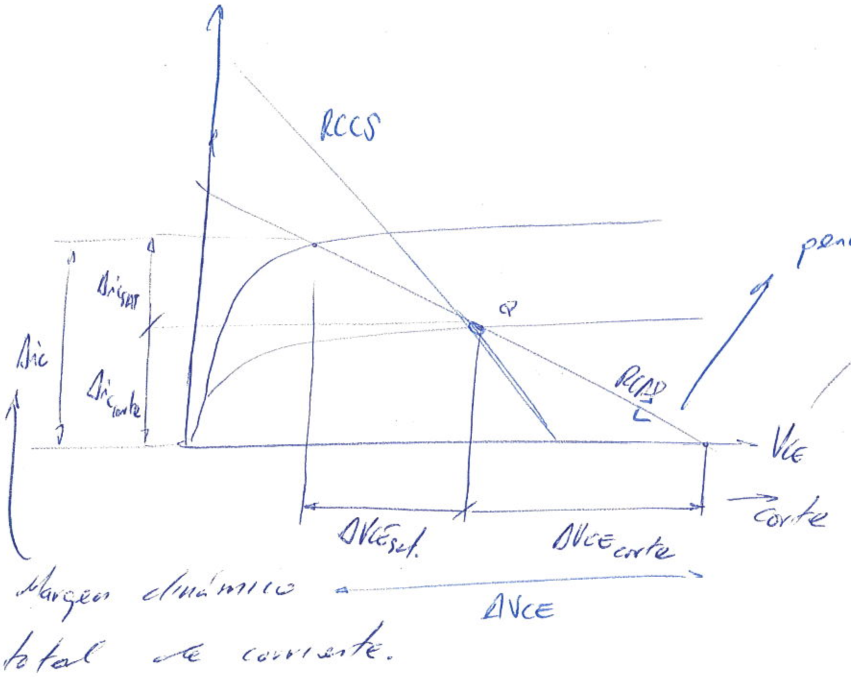
En la salida RCAS es única:



Si Q2 llega hasta aquí, el BJT estará en sat.

Si Q2 llega hasta aquí, el BJT estará en corte

Def. Margen Dinámico: Máximo desplazamiento que el punto de trabajo puede experimentar sobre los ejes de tensión o corriente en la salida del amplificador.



pend. $\left(= \frac{-1}{R_C + R_L}\right)$

. hemos utilizado V_{CE} en lugar de V_o pues son iguales quitando V_{CEQ}.

$$\Delta V_{CE} = \underbrace{\Delta V_{CESAT}}_{V_{CEQ}-V_{CESAT}} + \underbrace{\Delta V_{CE\,CORTE}}_{I_{CQ}/|pend|}$$

$|\;|$ = valor absoluto.

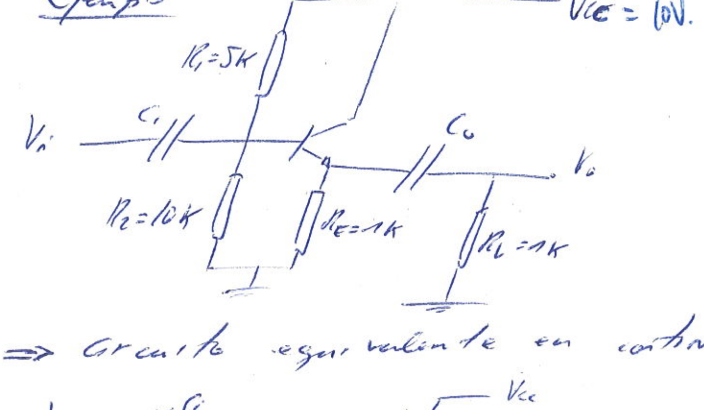
$$\Delta i_c = \underbrace{\Delta i_{cSAT}}_{(V_{CEQ}-V_{CESAT})\cdot pend} + \underbrace{\Delta i_{c\,CORTE}}_{I_{CQ}}$$

Def. MES = Máxima excursión simétrica = Variación pico a pico de la señal de salida (con señal simétrica) sin que el transistor entre en corte o sat.

En el ejemplo:
- MES de tensión $= 2 \times \text{Mínimo}\,(\Delta V_{CEsat}, \Delta V_{CE\,CORTE})$ ↳ por ser p-p
- MES de corriente $= 2 \times \text{Mínimo}\,(\Delta i_{cSAT}, \Delta i_{c\,CORTE})$; $i_e \simeq i_c$

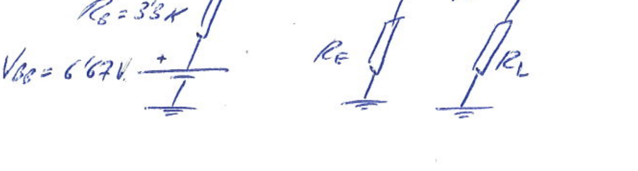
Si MES ↑ ⇒ Poner Q en medio de ΔV_{CE} =
- $\Delta V_{CESAT} = \Delta V_{CE\,CORTE}$
- $\Delta i_{cSAT} = \Delta i_{c\,CORTE}$

Ejemplo



$V_{BEact} = 0'7V$
$V_{CEsat} = 0'8V$
$h_{FE} = h_{fe} = 150$
$h_{ie} = 1K$

⇒ Circuito equivalente en continua:



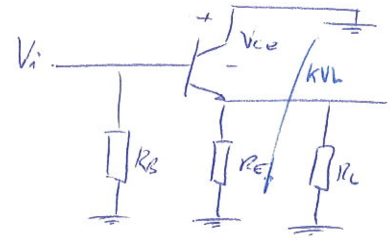
. Se debería calcular RCCE

RCCE $\quad I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B + (h_{FE}+1)R_E}$

RCCS $\quad I_C = \frac{V_{CC} - V_{CE}}{R_E}$ $\qquad I_C = h_{FE} \cdot I_B$

Q sería:
- $I_{CQ} = 5'72\ mA$
- $V_{CEQ} = 4'28\ V$

⟹ Circuito equivalente en alterna.



<u>Nota</u>: Normalmente las distorsiones se producen en la salida (antes que en la entrada)

⟹ Analizamos RCCS, RCAS

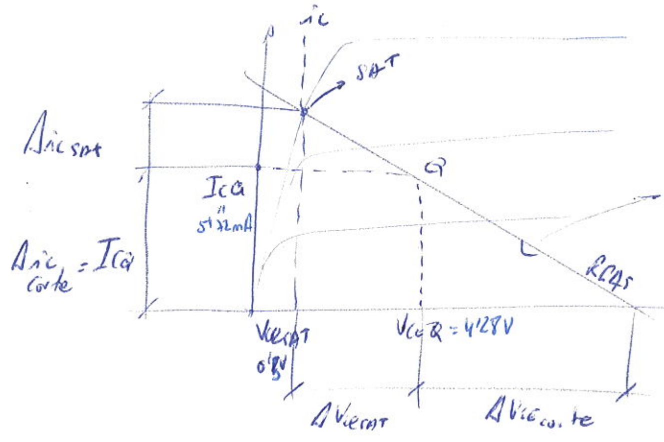
La entrada la analizaremos después.

RCAS: $i_c(V_{ce})$

$$V_{ce} = -V_o = -i_c\, R_E /\!/ R_L \implies \boxed{i_c = -\frac{V_{ce}}{R_E/\!/R_L}}\ \text{RCAS.}$$

($V_o = i_c \cdot R_E/\!/R_L$)

KVL: $V_{ce} + i_c(R_E/\!/R_L) = 0$ ($i_c(R_E/\!/R_L) = V_o$)



$$-\frac{1}{R_E/\!/R_L} = -\frac{1}{550\,\Omega}$$

$$\Delta V_{ce\,sat} = V_{ceQ} - 0'5\text{V} = 3'78\text{V} \qquad (V_{ceQ} = 4'28\text{V},\ 0'5\text{V} = V_{CESAT})$$

$$\Delta V_{ce\,corte} = \frac{I_{CQ}}{|\text{Pendiente}|} = I_{CQ} \cdot R_E/\!/R_L = 2'86\text{V}. \qquad (R_E/\!/R_L = 550\,\Omega)$$

↑ Valor absoluto

⟹ Nos dan unos valores:

$\Delta V_{CEsat} = 4'28 - 0'5 = 3'78$V
$\Delta V_{CEcorte} = I_{CQ} \cdot R_E/\!/R_L = 2'86$V } *

$\Delta i_{c\,corte} = 5'72$ mA
$\Delta i_{c\,sat} = 7'56$ mA } No coincide con la corriente en la salida ⟹ Estos márgenes no son los de salida ⟹ No son los correctos.

→ * Las variaciones de V_o coinciden con las de V_{CE}

· Margen dinámico de tensión = 3'78 + 2'86 = 6'64V ($3'78 = \Delta V_{CESAT}$, $2'86 = \Delta V_{CE\,CORTE}$), MES = 2·2'86 = 5'72V

· " " " corriente = $\frac{\text{Margen dinámico tensión}}{R_L}$ = 6'64 mA ← $\Delta V_{CE\,SAT} + \Delta V_{CE\,CORTE}$ = Margen dinámico de V_{CE} = 6'64 V

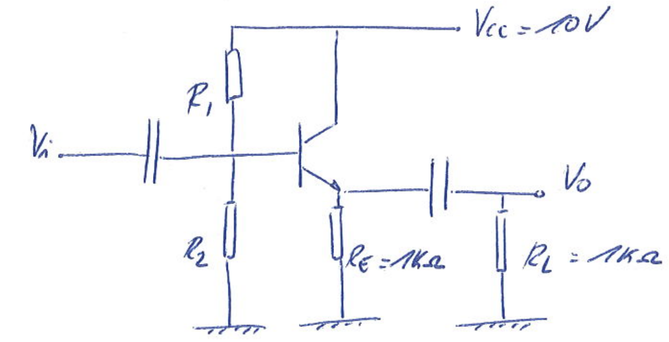
MES corriente = $\frac{\text{MES tensión}}{R_L}$ = 5'72 mA. = I_{CQ}, = $\Delta i_{c\,CORTE}$

También se puede hacer obteniendo i_i e i_c; ahora $R_E = R_L$

$i_i = i_c/2 \implies$ MES corriente = $\frac{2\,\Delta i_{c\,corte}}{2}$ = 5'72 mA.

$$\Delta i_{c\,SAT} = 3'78 \cdot |\text{pend}| = (V_{CEQ} - V_{CESAT}) \cdot \left|\frac{-1}{R_E/\!/R_L}\right| = \frac{3'78\text{V}}{0'5\text{K}\Omega} = 7'52\text{m}$$

Ejemplo (cont.)



Máxima escursión simétrica ≡ Mínimo de $(\Delta V_{o\,CORTE}, \Delta V_{o\,SAT})$

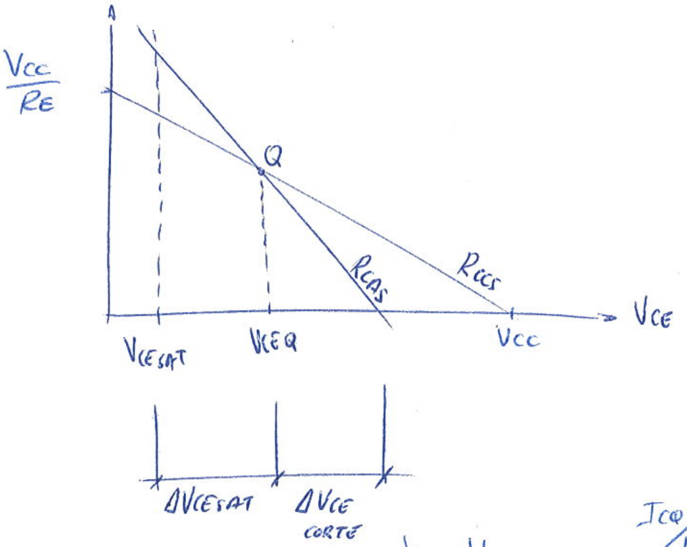
⇓

MES en $i_o = 7'56$ mA p-p

" " $V_o = 5'72$ V p-p

R_1 y R_2 para obtener MES máxima (óptima) : 2 CONDICIONES

1. $\Delta V_{CESAT} = \Delta V_{CE\,CORTE}$
2. $Q \in$ RCCS.



RCAS · Recta de carga alterna en la salida.

$\Delta V_{oSAT} = \Delta V_{oSAT} \iff \boxed{\Delta V_{CESAT} = \Delta V_{CE\,CORTE}} \longrightarrow V_{CEQ} - V_{CESAT} = \frac{I_{CQ}}{|\text{pendiente}|} = \boxed{I_{CQ} \cdot R_E // R_L}$

($\Delta V_{CESAT} = V_{CEQ} - V_{CESAT}$; $\Delta V_{CE\,CORTE} = \frac{I_{CQ}}{|\text{pend. RCAS}|} = I_{CQ}(R_E//R_L)$)

CONDICION 1 de MES máxima (optima)

$V_{CEQ} - V_{CESAT} = I_{CQ} \cdot R_E // R_L$

2 incognitas

y la otra ecuación que Q tiene que verificar es estar en la RCCS

$$\boxed{V_{CC} = V_{CEQ} + I_{EQ} \cdot R_E} \quad (I_{EQ} \approx I_{CQ})$$

COND. 2

Resolviendo las 2 ecuaciones. $\begin{cases} V_{CEQ} = 3'67\,V \\ I_{CQ} = 6'33\,mA \end{cases}$ ← El nuevo Q. (Cumple que estamos en activa) $V_{CEQ} > 0'5V = V_{CESAT}$

Debemos hallar R_1, R_2 a partir de R_B i V_{BB}

$R_1, R_2 = ? \Leftarrow R_B ?$ $\Leftarrow I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}} = 63'3\,\mu A$ ($h_{FE} = 100$)

$V_{BB} ?$

COND 1

$$I_{BQ} = 63'3\,\mu A = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (h_{FE}+1)\cdot R_E} \quad (1)$$

$R_E = 1K\Omega$

$h_{FE}+1 \simeq h_{FE}$

también: $(h_{FE}+1) R_E \gg R_B$ para asegurar Q reposo estable.

COND 2: Esta condición nos asegura que el punto de trabajo (Q) sea independiente de h_{FE}:

$$h_{FE} \cdot R_E = 10 R_B \Rightarrow \boxed{R_B = 10K\Omega}$$

$$(1) \rightarrow \boxed{V_{BB} = 7'73V}$$

$$\begin{cases} R_1 = 12'9\,K\Omega \\ R_2 = 44\,K\Omega \end{cases} \equiv \quad V_{BB} = V_{CC}\frac{R_2}{R_1+R_2}, \quad R_B = R_1 // R_2$$

Con esto MES es máxima:

$$\text{MES de } V_o = \text{MES de } V_{CE} = 2\Delta V_{CE} = 2(3'67 - 0'5) = 6'34V$$

($3'67 = V_{CEQ}$, $0'5 = V_{CE\,SAT}$)

(6'34V:) máxima oscilación en la salida 'sin distorsión'

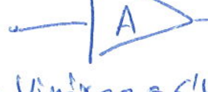
Máxima oscilación en la entrada = máxima amplitud o señal de entra…

$$= \frac{\text{MES de } V_o/2}{|A_v|} = \frac{3'17}{0'98} = 3'23V$$ (pi…)

Ver NOTA 1

$|A_v| < 1$ por ser colector común.

$V_{i\,máx\,p\text{-}p}$ 6'34V



6'34 V p-p

$A_v = 0'98 \Rightarrow V_{i\,máx\,p\text{-}p} = 6'46V.$

NOTA 1 (FOTOCOPIA)

Viene de:

$\Delta V_{CE_{SAT}} = V_{CEQ} - V_{CE_{SAT}} = 4'28 - 0'5 = 3'78$

Obs 1 antes: $R_1 = 5K$, $R_2 = 10k$ } $\Delta V_{CE_{SAT}} = 6'64\ V_{p-p}$

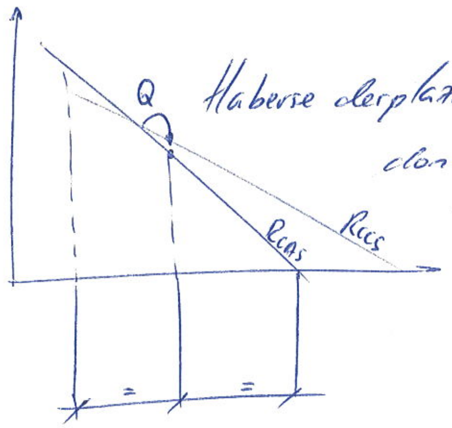
↳ (Apendice) en hoja siguiente.

ahora: $R_1 = \ldots$, $R_2 = \ldots$ } $\Delta V_{CE_{SAT}} = 6'34\ V_{p-p}$ es menor.

Es debido a que el punto de trabajo (Q) ha disminuido, ha descendido:

R_{ECS} → fija pués R_E es fija.

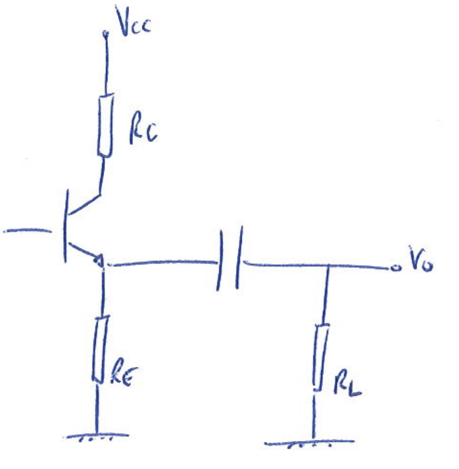
Tenemos MES óptima si Q está bien puesto.

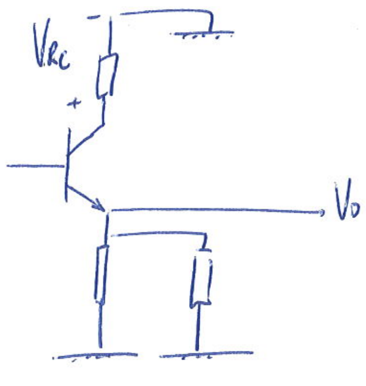


Haberse desplazado Q hacia la derecha donde $\Delta V_{CE_{SAT}}$ es menor (I_{CQ}↓)

Obs 2 es habitual encontrar R_C:

ΔV_o en AC ≠ V_{ce} en AC ⇒ MES en V_o = Funcion de ΔV_{CE} = $(\Delta V_{CE_{SAT}} + \Delta V_{CE_{CORTE}})$





$V_{ce} = -i_c\,(R_C + R_E // R_L)$

Para hallar Q con MES óptima:

Cond 1: $\Delta V_{CE_{SAT}} = \Delta V_{CE_{CORTE}} \Rightarrow V_{CEQ} - V_{CESAT} = \dfrac{I_{CQ}}{|\text{pendiente de RCAS}|} = I_{CQ}(R_C + R_E \| R_L)$

$V_{CESAT} = 0'5V$; $|\text{pendiente de RCAS}| = \dfrac{1}{R_C + R_E \| R_L}$

Cond 2: RCCS : $V_{CC} - V_{CEQ} = I_{CQ}(R_C + R_E)$

Resolviendo: $\begin{cases} I_{CQ} = 2'714 \text{ mA} \\ V_{CEQ} = 4'571 \text{ V} \end{cases}$

$\Delta V_{CE_{máx}} = V_{CEQ} - V_{CESAT} = 4'07 V_{pico} \Rightarrow V_{PV}$ NOTA 2 ;

$\Delta V_{o_{máx}} = 1'357 V_{pico} \Rightarrow MES = 2'7 V_{p'p}$

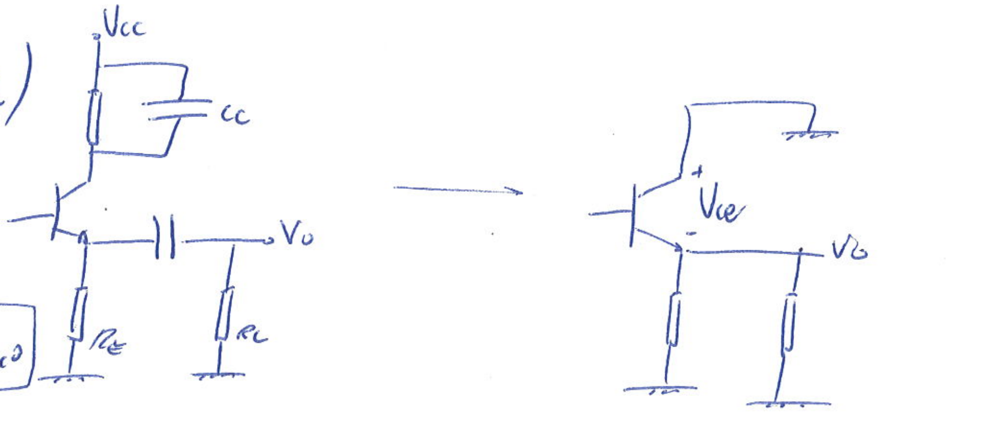
Mejoramos MES eliminando R_C en condición 1 ⇒ eliminar R_C en el circ. equivalente en alterna ⇒ añadir CC :

Cond 1: $V_{CEQ} - V_{CESAT} = I_{CQ}(R_E \| R_L)$

⇓

Solución mejor

$\left.\begin{matrix} I_{CQ} = 3'8 \text{ mA} \\ V_{CEQ} = 2'4 \text{ V} \end{matrix}\right\} \Rightarrow \boxed{\Delta V_o = \Delta V_{CE} = 1'9 V_{pico}}$



└→ circ. eq. alt. ——————┘

Apendice a Obs 1

La fase correcta era: $\begin{cases} \text{Antes}: \Delta V_{CE_{SAT}} = 3'78\,V \\ \text{Ahora}: \Delta V_{CE_{SAT}} = 3'17\,V \end{cases}$

Viene de: $\Delta V_{CE_{SAT}} = V_{CEQ} - V_{CE_{SAT}} = 4'28 - 0'5 = 3'78\,V$

También $\begin{cases} \text{antes}: \Delta V_{CE} = \Delta V_{CE_{SAT}} + \Delta V_{CE_{CORTE}} = 3'78 + 2'86 = 6'64\,V \\ \text{ahora}: \Delta V_{CE} = \Delta V_{CE_{SAT}} + \Delta V_{CE_{CORTE}} = 3'17 + 3'17 = 6'34\,V \end{cases}$

Ha disminuido el margen dinámico (bruto) pero ha mejorado MES (en V_o) = ΔV_{CE} (en este caso pues $R_C = 0$)

3.2.7 Diseño de una etapa amplificadora en EC

Especificaciones:
- A_V, A_i
- Z_i, Z_o
- MES
- $P_{máx}$
- Estabilidad de Q frente TRT / h_{FE}
- ...

Asegurar especs ⇒ Conocer la relación entre parámetros del circuito y especs. ⇒ primero debemos analizar el circ. ⇝ Veremos un ejemplo

(especificaciones)

circuito / especs.

$|A_V| = 100$ Sabemos en EC $A_V < 0 \Rightarrow A_V = -100$

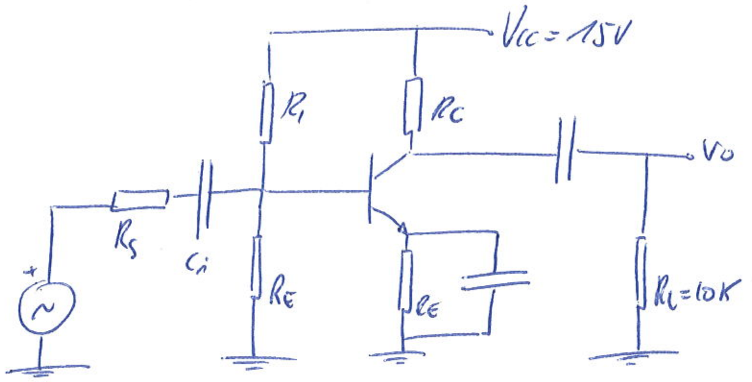
$|U_i| \leq 4\,mV_{pico} \Rightarrow MES = 80\,mV_{p\text{-}p} \cdot A_V = 8\,V_{p\text{-}p}$

$V_{CC} = 15V$

$R_L = 10\,K\Omega$

Q estable ante h_{FE}

Datos:



BJT: $h_{ie\,tip} = 4'5\,K\Omega$

$h_{FE\,tip} = 330$ AC (pequeña señal)

$h_{FE} = 230$ min, 290 tip, 520 máx. DC

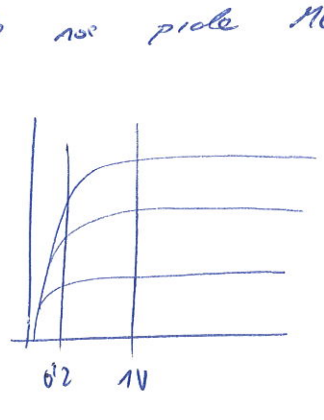
$V_{BE_{ACT}} = 0'62V$; $V_{CE_{SAT}} = 0'2V$

Diseñar: R_1, R_2, R_C, R_E

- Introducción de márgenes de seguridad:

1/ $V_{CE_{SAT}} = 0'2V + 0'8V = 1V$

2/ Se nos pide $MES = 8V$, diseñaremos 10% de más, o sea $8'8V$

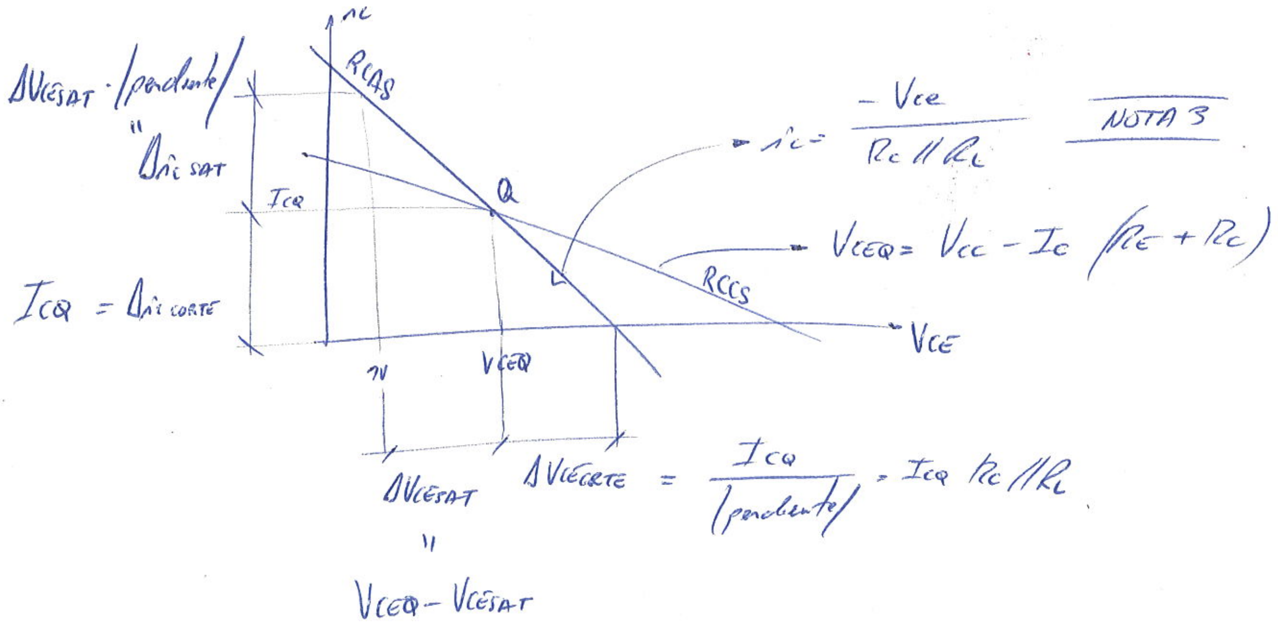


por: - Usar R normalizadas en lugar de las calculadas

- tolerancias R's

- T^a

– Analizando en AC y DC obtenemos las RCA y RCC:

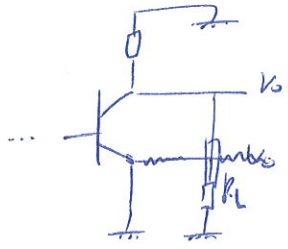


– Condición 1: MES máxima $\Rightarrow$ $\Delta V_{CE_{SAT}} = \Delta V_{CE_{CORTE}}$

$$\frac{8'1}{2} = \frac{MES}{2} = V_{CEQ} - V_{CESAT} = I_{CQ}\, R_C // R_L$$

3 incógs.
2 ec.

en pequeña señal



$\Rightarrow V_o = V_{ce} \Rightarrow$ Márgenes V_o = márgenes V_{ce}

– Analizamos el resto de especificaciones:

Obtener A_V (= –100)

COND. 2 $\quad A_V = \frac{-h_{FE}\, R_C // R_L}{h_{ie}} = -100$ $\quad$ NOTA 4

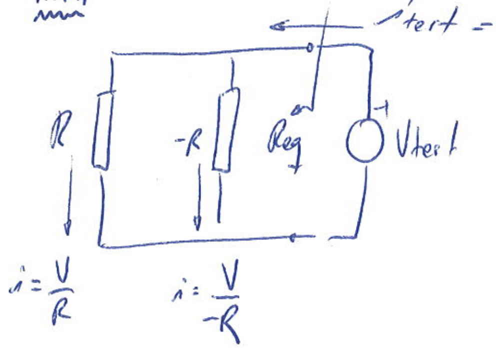
1 ec.
1 incógnita: R_C

$$\frac{R_C R_L}{R_C + R_L} = R_C // R_L = \frac{A_V\, h_{ie}}{-h_{FE}} = 1'36\ K\Omega$$

$$R_C = 1'36\ K\Omega\ //-R_L = 1'58\ K$$

NOTA

$i_{test} = \frac{V}{R} + \frac{V}{-R} = 0$



$R_{eq} = \frac{V_{test}}{i_{test}} = \frac{V_{test}}{0} = \infty$

el paralelo de 2 R : $R // -R$ es ∞.

R_C se normaliza a 1'5 KΩ

<u>Tentación</u>: Calcular Q con la condición 1:

No vale pues

$$\begin{cases} V_{CEQ} - V_{CESAT} = 4'4 \Rightarrow V_{CEQ} = 5'4\,V \\ \quad\quad\quad\;\; \overset{\shortparallel}{1} \\ I_{CQ}\, R_C // R_L = 4'4 \Rightarrow I_{CQ} = 3'37\,mA \end{cases}$$

(4'4) → no son los reales sino que son los deseados. los reales serían mejores.

$R_E = ?$ A partir de la RCCS: (no aparece en RCA):

$$(1) \quad I_{CQ} = \frac{V_{CC} - V_{CEQ}}{R_C + R_E}$$

también: $\Delta V_0 = I_{CQ}\; R_C // R_L$ <u>condición 1</u>

$\Delta V_0 = 4'4V$, $R_C = 1K\Omega$, $R_L = 10K\Omega$

$$(1) \quad V_{CEQ} = \Delta V_0 + V_{CESAT}$$

↑ Condición 1

$V_{CEQ} - V_{CESAT} = \Delta V_0$

aislando:

$$\Delta V_o = \frac{(V_{CC} - V_{CEsat})\, R_C \parallel R_L}{R_E + R_C + R_C \parallel R_L}$$ Verif. diseño.

Aislando:

$$R_E = \frac{(V_{CC} - V_{CEsat})\, R_C \parallel R_L}{\Delta V_o} - R_C \parallel R_L - R_C$$ Diseño.

Obs: $R_E \uparrow \rightarrow \Delta V_o \downarrow$

$R_E \downarrow \Rightarrow \Delta V_o \uparrow$

R_E no puede disminuir en exceso pues Q dependería de h_{FE}

Dando valores:

$R_E = 1'35K = 1K2$ normalizado

$R_E \downarrow$ al normalizar para obtener ΔV_o aún mayor

3.2.7 Diseño de una etapa amplificadora en Emisor Común (cont.)

al normalizar R_E variamos ΔV_o, lo calculamos

$$\Delta V_o = \frac{(\overset{15V}{V_{CC}} - V_{CEsat})\, R_C \parallel R_L}{\underset{1K2}{R_E} + \underset{1K5}{R_C} + R_C \parallel \underset{10K}{R_L}} = 4'56\ V_p \text{ (Voltios de pico)}$$

De ΔV_o hallamos Q: $\Delta V_o = I_{CQ}(R_C \parallel R_L) \Rightarrow I_{CQ} = 3'5\ mA$

$\Delta V_o = 4'56\ V$

$\Delta V_o = V_{CEQ} - V_{CEsat} = 5'56\ V$. → Q deseado para asegurar MES óptima

$\left.\begin{array}{l} {}^{*}R_B \\ V_{BB} \end{array}\right\} \Rightarrow \left\{\begin{array}{l} R_1 \\ R_2 \end{array}\right\}$

* Como R_B no existe no tenemos por qué normalizarla, lo que sí que normalizaremos será R_1 y R_2.

$$I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE_{TYP}}} = 72\,\mu A \qquad h_{FE_{TYP}} = 290$$

$\Rightarrow$ Polarización R_1, R_2; $I_B = \frac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (h_{FETYP}+1)R_E}$ $\Rightarrow$ 2 incógnitas V_{BB} y R_B

($V_{BEQ} = 0'62\,V$; $h_{FETYP} = 290$; $R_E = 1k2$)

$\Rightarrow$ Necesitamos otra ecuación que nos puede venir sabiendo Z_{in} o al exigir diseño independiente del BJT;

$$\boxed{h_{FE_{min}} \cdot R_E \gg R_B}$$

Pues se debe cumplir con los peores BJT.

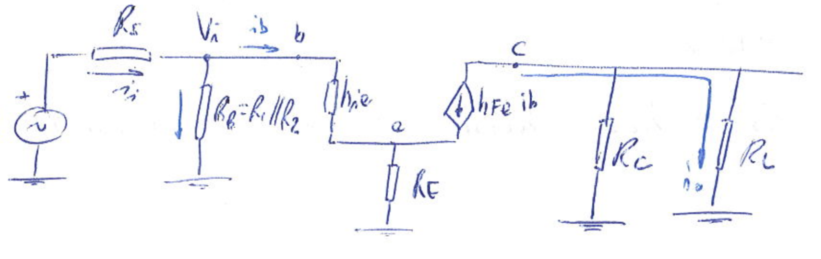
Se suele tomar $R_B = \frac{h_{FE(min)} \cdot R_E}{10} = 27'6\,K$

$$V_{BB} = 5'14\,V \quad (\text{de } {*}3)$$

A partir de aquí obtenemos R_1 y R_2;

	Normalizado
$R_1 = 80K55$ ⟶	$R_1 = 82K$
$R_2 = 41K98$ ⟶	$R_2 = 39K$

Circuito equivalente en alterna



$V_o = -h_{FE}\, i_b (R_C // R_L)$

$i_o = -h_{fe} \cdot i_b \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}$

$\left.\begin{matrix} h_{oe} \\ h_{re} \end{matrix}\right\}$ No se consideran.

$i_o = h_{fe} \cdot i_b \dfrac{R_C}{R_C + R_L}$

$V_i = i_b \cdot h_{ie} + \overbrace{i_b (h_{fe}+1)}^{I_{RE}} R_E$

$i_i = i_b + \dfrac{V_i}{R_B} = i_b + \dfrac{h_{ie} + (h_{ie}+1) R_E}{R_B} \cdot i_b$

$V_i = V_{hie} + V_{RE} = i_b \cdot h_{ie} + (i_b + h_{fe} \cdot i_b) R_E$

Ganancia de tensión

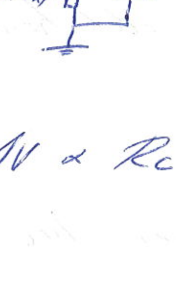
$*A_V = \dfrac{V_o}{V_i} = -\dfrac{h_{fe} (R_C \parallel R_L)}{h_{ie} + (h_{fe}+1) R_E}$

Obs: Si $(h_{fe}+1) R_E \gg h_{ie} \Rightarrow A_V \simeq \dfrac{-R_C \parallel R_L}{R_E}$ Impedancia del BJT.

· Para $A_V \uparrow \Rightarrow R_E \downarrow \Rightarrow$ Si ponemos un condensador en paralelo con R_E haremos $R_E = 0$ (Para la alterna)

entonces, $A_V = \dfrac{-h_{fe} (R_C \parallel R_L)}{h_{ie}} \Rightarrow$ y este valor depende mucho del transistor.

Para que R_E sea pequeña pero no nula solo en AC.



Obs: $A_V \propto R_C \parallel R_L \Rightarrow \left| \begin{matrix} R_C \uparrow \Rightarrow A_V \uparrow \\ R_L \downarrow \Rightarrow A_V \downarrow \end{matrix}\right.$ Limitado por el valor de R_C

$\dfrac{V_i}{V_s} = \dfrac{Z_i}{Z_i + R_s}$

Def. $A_{Vs} = \dfrac{V_o}{V_s} = \dfrac{V_o}{V_i} \cdot \dfrac{V_i}{V_s} = A_V \dfrac{Z_i}{Z_i + R_s}$

Ganancia respecto la fuente V_s y no respecto la entrada.

$R_E \uparrow \Rightarrow \left\{ \begin{matrix} A_V \uparrow \\ Z_i \uparrow \end{matrix} \right\} \Rightarrow A_{Vs}$ es máxima para cierto valor de R_E

Ganancia de corriente

$*A_i = ?$ $\quad A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{-h_{fe} \cdot i_b \frac{R_C}{R_C+R_L}}{i_b + \frac{h_{ie}+(h_{fe}+1)\cdot R_E}{R_B} \cdot i_b}$

Sustituyendo: $\quad A_i = \frac{h_{FE} \cdot R_B}{R_B + h_{ie} + (h_{fe}+1) R_E} \cdot \frac{R_C}{R_C+R_L}$

obs:

Si $R_L \uparrow \Rightarrow A_i \uparrow$ limitadamente $\quad P_L = I^2 R_L$

Comprobando: $\quad A_i = A_V \cdot \frac{R_i}{R_L}$

$R_L \uparrow \Rightarrow A_V \uparrow \Rightarrow A_i$ se puede mantener constante sin problemas.

Con C_E (Condensador de emisor) en paralelo con R_E. $\Rightarrow R_E$ desacoplado $\equiv R_E = 0$ en AC

$—||— \overset{c.a.}{=} —o—o—$ corto circuito.

Tenemos $A_i \uparrow$,

$$A_i = \frac{-h_{fe} \cdot R_B}{R_B + h_{ie}} \cdot \frac{R_C}{R_C + R_L}$$

Con C_E $\left\{ \begin{matrix} A_V \uparrow \\ A_i \uparrow \\ \text{Dependencia del transistor (TRT)} \end{matrix} \right.$

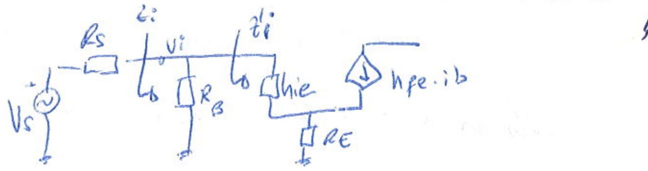
$\left. \begin{matrix} (h_{FE}+1) R_E \quad h_{ie} \text{ en AC} \\ h_{FE} \cdot R_E \gg R_B \text{ en DC} \end{matrix} \right\}$ $h_{FE} \cdot R_E \gg R_B$ pues $h_{FE} \simeq h_{fe}$

$\Rightarrow$ En la fórmula anterior de la amplificación de intensidad.

$A_i = \frac{-R_B \cdot R_C}{R_E (R_C + R_L)}$ también queda independiente del TRT.

Impedancia entrada

$* \; Z_i = R_B \,//\, [h_{ie} + R_E (h_{fe}+1)]$ (Z_i' ≡ $[h_{ie} + R_E(h_{fe}+1)]$)



Si R_E tiende a '0' ⇒ Z_i ↓ ; $Z_i = R_B // h_{ie}$

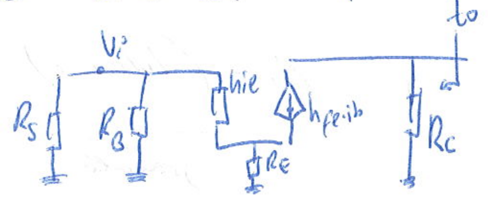
R_E desacoplada (con C_E) condensador.

⇒ Con las condiciones de independencia del T.C.T.;

$Z_i = R_B$ también independiente del TRT. pues $R_E(h_{fe}+1) \gg h_{ie}$, $h_{FE}\cdot R_E \gg R_B$

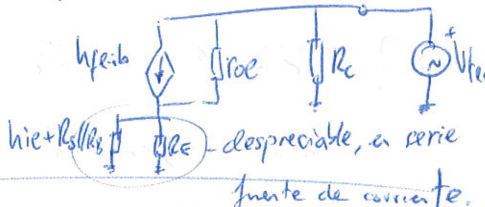
Impedancia Salida

$* \; Z_o = R_C$ → Porque ib en la fuente es positiva y a la izquierda del circuito negativa ⇒ contradicción + ≠ − que sólo tiene una solución ib=0. ↖

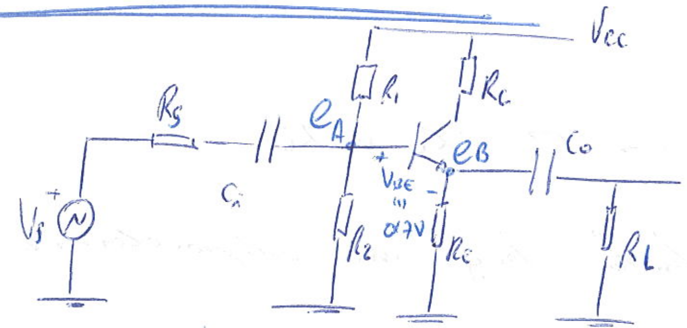


$Z_o = R_C // Z_o'$

$Z_o' = \infty$ pues $r_{oe} = \infty$

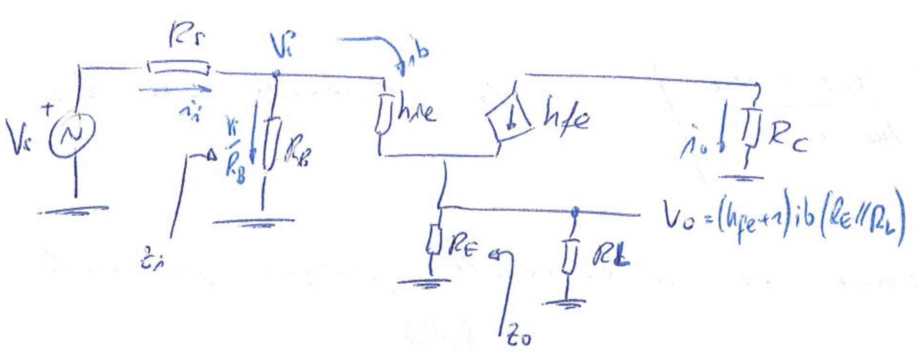


* 2. Estudio del CC (= colector común)



Por simple inspección: la tensión de salida es menor que la de entrada. En e_B habrá 0'7V menos que en e_A.

Circuito equivalente en AC y pequeña señal



$A_V = \, ?$;

$V_s < V_i \Rightarrow A_V < 1$

$V_i = i_b \cdot h_{ie} + V_o \Rightarrow V_o < V_i$

Cálculo de A_V; $A_V = \dfrac{(h_{fe}+1)(R_E // R_L)}{h_{ie} + (h_{fe}+1)(R_E // R_L)}$

$A_V = \dfrac{V_o}{V_i}$

$A_V > 0$
$A_V < 1$

calcular P_L si $R_L \to 0$

· Si R_L ↓ ⇒ A_V ↓ = (Por tanto amplificará I-intensidad), $P_L = \dfrac{V_L^2}{R_L}$

$A_{V\,\text{con}\,R_L} = A_{V\,\text{sin}\,R_L} \cdot \dfrac{R_L}{R_L + Z_o}$

· $A_V > 0$ no hay inversión de fase → V_i y V_o están en fase.

Normalmente $h_{ie} < (h_{fe}+1) R_E // R_L \Rightarrow A_V \simeq 1$ → Se llama SEGUIDOR DE EMISOR.

· Normalmente h_{ie} es despreciable $A_V \simeq 1$

$V_i = i_b h_{ie} + (h_{fe}+1) i_b (R_E // R_L)$

"la tensión de salida sigue a la tensión de entrada."

$$* \quad \frac{i_o}{i_i} = A_i = \frac{(h_{fe}+1) R_B}{R_B + h_{ie} + (h_{fe}+1)(R_E // R_L)} \cdot \frac{R_E}{R_E + R_L}$$

$i_o = (h_{fe}+1) i_b \dfrac{R_E}{R_E + R_L} \qquad i_i = i_b + \dfrac{V_i}{R_B}$

Obs. Si $R_L \downarrow \Rightarrow A_i \uparrow$ aumenta de forma limitada.

$$A_i \Big|_{R_L \to 0} = \frac{(h_{fe}+1) R_B}{R_B + h_{ie}}$$

· Por aprovecharse $R_L \downarrow$, $R_B \gg h_{ie} + (h_{fe}+1)(R_E // R_L)$

y $A_i = \underbrace{(h_{fe}+1)}_{\text{grande}} \dfrac{R_E}{R_E + R_L}$ grande.

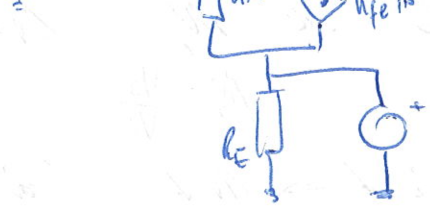
obs. Como R_L es pequeña → $R_E // R_L \simeq R_L$

Z_i? * $Z_i \downarrow$ si $R_L \downarrow$ Por tanto hay una dependencia de Z_i respecto R_L

$Z_{i\,min} = R_B // h_{ie} \neq 0 \quad R \xrightarrow{\text{tiende}} 0$

$$* \; Z_o = R_E // \left[\frac{R_s // R_B + h_{ie}}{h_{fe}+1} \right] \; ; \; Z_o \text{ depende de } R_s.$$

· El colector común es interesante porque permite $Z_i \uparrow$ y $Z_o \downarrow$.

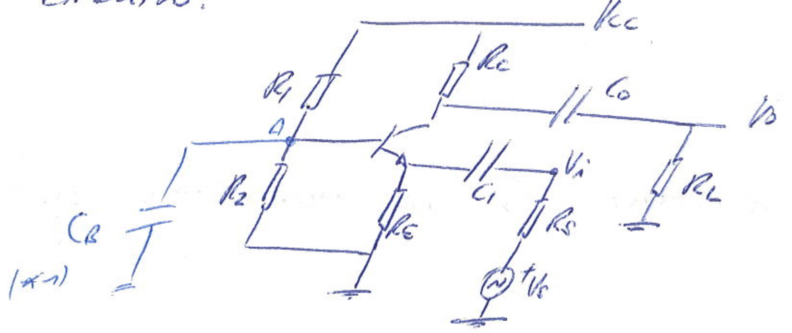


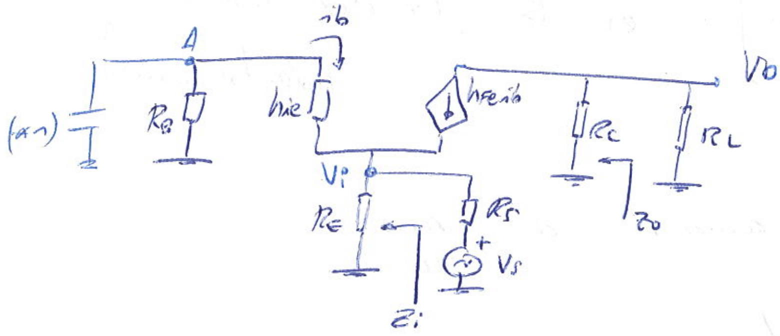
$$Z_i = R_B // \left[h_{ie} + (h_{fe}+1)(R_E // R_L) \right]$$

$$Z_o = \frac{V_o}{i_o} = \frac{V_o}{\frac{V_o}{R_E} + (h_{fe}+1) i_b} = \frac{V_o}{\frac{V_o}{R_E} + (h_{fe}+1) \frac{V_o}{h_{ie} + R_s // R_B}} = R_E // \left[\frac{R_s // R_B + h_{ie}}{h_{fe}+1} \right]$$

Base común

circuito:





$$V_o = -h_{fe} \, i_b (R_c \| R_L)$$

$$V_i = V_{RE} = V_{hie} + V_{RB} = -i_b (R_B + h_{ie})$$

$$* \; AV = \frac{V_o}{V_i} = \frac{h_{fe}(R_c \| R_L)}{h_{ie} + R_B}$$

Obs

- $AV > 0$ no hay inversión de fase.
- $R_L \downarrow \Rightarrow AV \downarrow$
- $R_B \downarrow \Rightarrow AV \uparrow \Rightarrow$ Podemos conseguir que R_B para la alterna sea '0' colocando un condensador de Base a masa. $R_B \to 0$ con C_B (*1)

$$* \; A_i = ? = \frac{h_{fe}}{h_{fe}+1} \cdot \frac{R_c}{R_c + R_L} \cdot \frac{1}{1 + \frac{h_{ie} + R_B}{(h_{fe}+1) R_E}}$$

NOTAS

$\frac{h_{fe}}{h_{fe}+1}$: ||| < 1 ($\simeq 1$)

$\frac{R_c}{R_c + R_L}$: ||| < 1, $R_L << R_c$

$\frac{1}{1 + \frac{h_{ie} + R_B}{(h_{fe}+1) R_E}}$: ||| < 1 ($\simeq 1$)

$A_i < 1$ Pero normalmente cercano a 1.

$A_i \simeq 1$ Normal

Con un condensador entre Base y masa aumenta la Ai de forma limitada. $C_B \Rightarrow A_i \uparrow$

$A_i \uparrow \Rightarrow R_L \downarrow$
algo.

· $R_E \uparrow \Rightarrow A_i \uparrow$ y además A_v se mantiene constante.

* $Z_i \Rightarrow$ Nota 7.

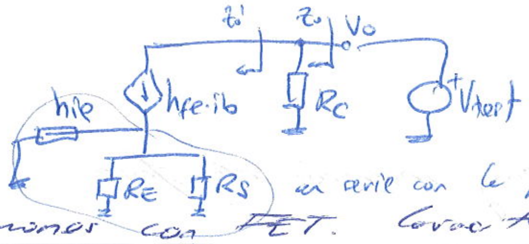
$$Z_i = R_E \,//\, \left[\frac{h_{ie} + R_B}{h_{fe} + 1}\right]$$ es la Z_o del C.C. (colector común)

Ok

Z_i suelen ser bajas; decenas de ohms. Ω

Si ponemos $C_B \Rightarrow Z_i \downarrow$

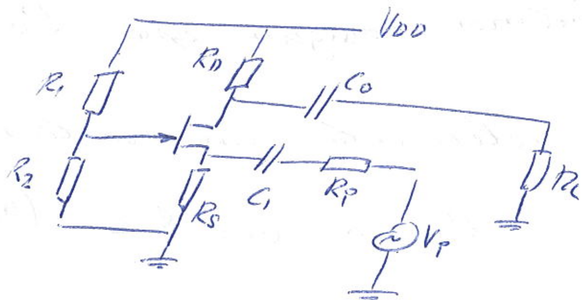
* $Z_o = R_C$
↑ igual que Emisor Común



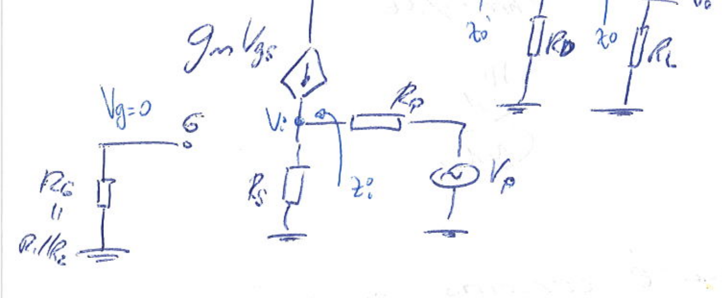
en serie con la fuente corriente = superflua.

3.2.4 Configuraciones con FET. Características dinámicas

1. Puerta común



Circuito equivalente para pequeña señal.



$V_o = -g_m V_{gs} (R_D // R_L)$

$V_i = -V_{gs}$

Pues $V_g = 0$

$V_{gs} = -V_s$

$A_v = \frac{V_o}{V_i}$

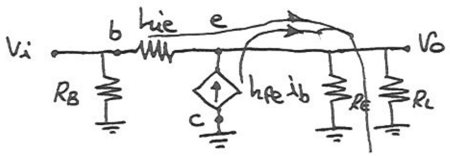
$A_v = g_m (R_D // R_L)$

↑ $A_v > 0$

⇑ No hay inversión de fase. Si $R_L \downarrow \Rightarrow A_v$ pequeña

El circuito es válido para cargas de impedancia elevada →

NOTA 1: -CC- Obtención de Av: El circuito equivalente en pequeña señal es:

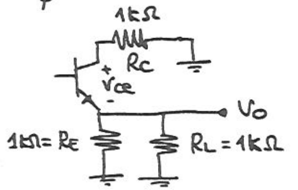


$$A_v = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(h_{fe}+1)\,i_b\,R_E/\!/R_L}{h_{ie}\,i_b + (h_{fe}+1)\,i_b\,R_E/\!/R_L}$$

$$v_i = v_{hie} + v_o$$

y podemos observar que $A_v \leq 1$. (Circuito emisor común).

NOTA 2: -CC- La relación entre Δv_{CE} y Δv_o la hallamos a través del circuito equivalente en alterna, ya que los incrementos son debidos a la componente A.C.:



$$\begin{cases} V_o = i_c\,R_E/\!/R_L \\ V_{ce} = -i_c\,(R_C + R_E/\!/R_L) \end{cases}$$

⇓

$$V_o = -v_{ce}\,\frac{R_E/\!/R_L}{R_C + R_E/\!/R_L} \Rightarrow \Delta v_o = \Delta v_{ce}\,\frac{R_E/\!/R_L}{R_C + R_E/\!/R_L}$$

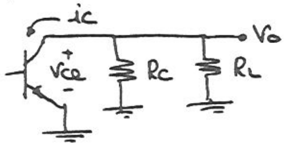
1/3

Por tener márgenes simétricos da igual el signo.

NOTA 3: -EC- Obtención de la RCAS:

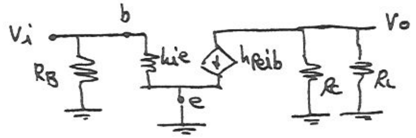
El circuito equivalente en alterna del E.C. es en la salida:

$$V_o = V_{ce} = -\,i_c\,R_C/\!/R_L$$



NOTA 4: -EC- Obtención de la ganancia.

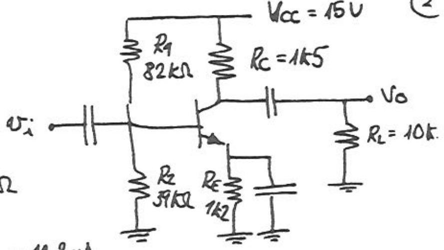
El circuito equivalente en alterna es:



$$\begin{rcases} V_o = -\,h_{fe}\,i_b\,R_C/\!/R_L \\ V_i = i_b\,h_{ie} \end{rcases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow A_v = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{h_{fe}\,R_C/\!/R_L}{h_{ie}}$$

NOTA 5: -EC- Verificación del diseño completo:



- Obtención del punto de trabajo ≈ análisis D.C.:

$$\begin{cases} V_{BB} = 15\,\frac{39k}{39k+82k} = 4{,}83\,V \\ R_B = 39k/\!/82k = 26{,}43\,k\Omega \end{cases}$$

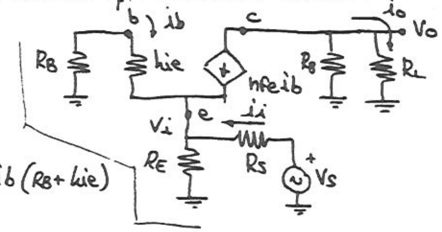
$$\begin{cases} I_{BQ} = \dfrac{V_{BB} - V_{BEQ}}{R_B + (h_{FE\,tip}+1)\,R_E} = \dfrac{4{,}83 - 0{,}62}{26{,}43k + 291\cdot 1{,}2k} = 11{,}2\,\mu A \\ I_{CQ} = h_{FE\,tip}\cdot I_{BQ} = 290 \cdot 11{,}2\,\mu A = 3{,}25\,mA \\ V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\,(R_E + R_L) = 15 - 3{,}25\,(1{,}5k + 1{,}2k) = 6{,}23\,V \end{cases}$$

- Obteniendo los márgenes dinámicos a partir de las fórmulas vistas en la teoría (deducidas de RCAS ≈ análisis en alterna):

$$\begin{cases} \Delta v_{CE\,corte} = I_{CQ}\,(R_C/\!/R_L) = 3{,}25\,mA\,(1k5/\!/10k) = 4{,}24\,V > 4V \;✓ \\ \Delta v_{CE\,sat} = V_{CEQ} - V_{CE\,sat} = 6{,}23V - 1V = 5{,}23V > 4V \;✓ \end{cases}$$

- Por lo tanto: $MES = 2\,\text{Mínimo}\,(\Delta v_{CE\,corte}, \Delta v_{CE\,sat}) = 8{,}48\,V$

NOTA 6: -BC- Cálculo de Ai: a la vista del circuito equivalente en alterna:



$i_o = -\,h_{fe}\,i_b\,\dfrac{R_C}{R_C + R_L}$ corriente en R_L

$i_i = i_{RE} - i_{hie} - i_c$

$i_i = \dfrac{V_i}{R_E} - (h_{fe}+1)\,i_b \quad V_i = -i_b\,(R_B + h_{ie})$

$i_i = \dfrac{-i_b(R_B + h_{ie})}{R_E} - (h_{fe}+1)\,i_b$

$$A_i = \frac{i_o}{i_i} = \frac{h_{fe}\,R_C/(R_C+R_L)}{\dfrac{h_{ie}+R_B}{R_E} + h_{fe}+1} = \frac{h_{fe}}{h_{fe}+1}\,\frac{R_C}{R_C+R_L}\,\frac{1}{1 + \dfrac{h_{ie}+R_B}{(h_{fe}+1)\,R_E}}$$

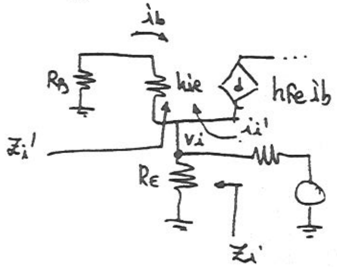
Factor común $(h_{fe}+1)$

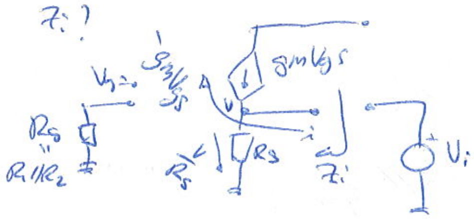
NOTA 7: -BC- en el mismo circuito de la nota 6:

$Z_i = Z_i'\,/\!/R_E$

$$Z_i' = \frac{v_i}{i_i'} = \frac{v_i}{-(i_b + h_{fe}\,i_b)} = \frac{-i_b\,(R_B + h_{ie})}{-i_b\,(h_{fe}+1)} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow Z_i = R_E /\!/ \frac{R_B + h_{ie}}{h_{fe}+1}$$





1. Puerta común

$$i_o = -g_m V_{gs} \cdot \frac{R_D}{R_D+R_L}$$

$$i_i = i_{R_s} - g_m V_{gs}$$

↳ $v_i / R_s = -V_{gs}$

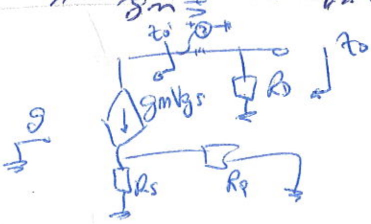
$$A_i = \frac{-g_m \frac{R_D}{R_D+R_L}}{\frac{1}{R_s} - g_m} = \underbrace{\frac{g_m R_s}{1+g_m R_s}}_{<1} \cdot \frac{R_D}{R_D+R_L}$$

$\boxed{A_i < 1}$ pero $A_i > 0$

$$Z_i = \frac{V}{i} = \frac{V}{\frac{V}{R_s} + g_m V_{gs}} = \frac{1}{\frac{1}{R_s} + g_m} = \frac{1}{\frac{1}{R_s} + \frac{1}{\frac{1}{g_m}}} \qquad (V_{gs} = -V)$$

$Z_i = ?$; $\boxed{Z_i = R_s \parallel 1/g_m}$ ⇒ Valor aleatoriamente grande

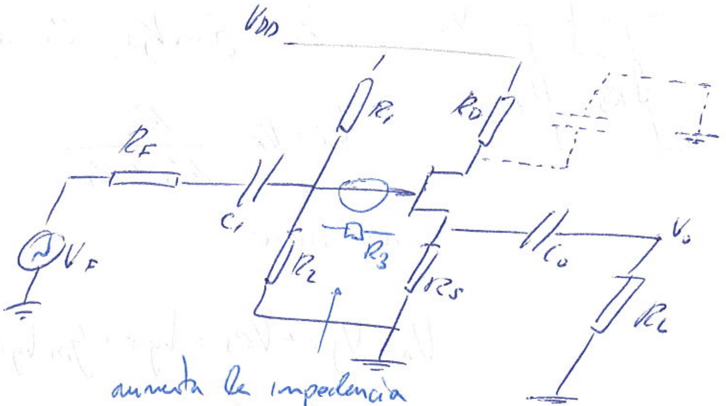
$\boxed{Z_o = R_D}$



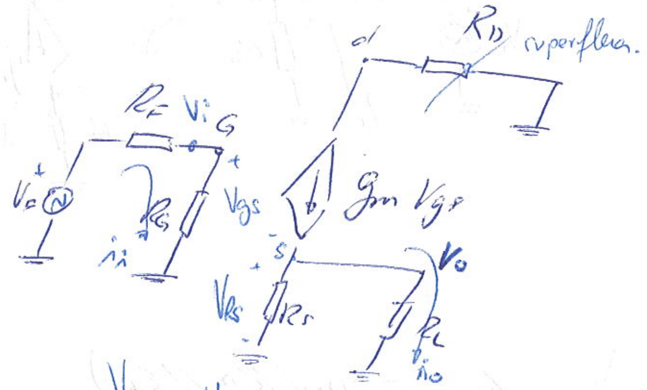
$Z_o = R_D \parallel Z_o' = R_D$

KCL surtidor: $g_m V_{gs} = \frac{V_s}{R_s \parallel R_p}$ ($V_s = -V_{gs}$) ⇒ $V_{gs} = 0$ ⇓ $i_g = 0$ ⇓ $Z_o' = \infty$

2. Drenador Común



aumenta la impedancia de entrada.



$V_{R_S} = g_m V_{gs} (R_s \parallel R_L)$

A_i ; $i_i = i_{R_G} = \frac{V_i}{R_G} = \frac{V_{gs}(1 + g_m (R_s \parallel R_L))}{R_G}$

$$V_o = g_m V_{gs} \cdot (R_s \parallel R_L)$$

$$i_o = g_m V_{gs} \frac{R_s}{R_s + R_L}$$

$$V_i = V_g = V_{gs} + V_o = V_{gs}(1 + g_m (R_s \parallel R_L))$$

($V_o = V_{RS}$)

$$A_i = \frac{g_m \cdot \frac{R_s}{R_s+R_L}}{\frac{1+g_m (R_s \parallel R_L)}{R_G}}$$

$V_i > V_o$ ⇒ $\boxed{A_V < 1}$; $A_V = \frac{g_m (R_s \parallel R_L)}{1 + g_m (R_s \parallel R_L)}$

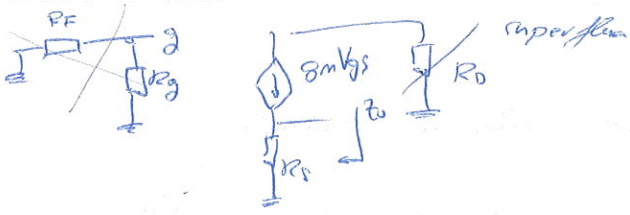
Pero $A_V > 0$ ⇒ No hay inversión

$$A_i = \frac{g_m}{1 + g_m (R_s \parallel R_L)} \cdot \frac{R_s \cdot R_G}{R_L + R_s}$$

; $R_L \downarrow$ y $R_G \uparrow$ ⇒ $A_i \uparrow$

Va bien para R_L pequeñas.

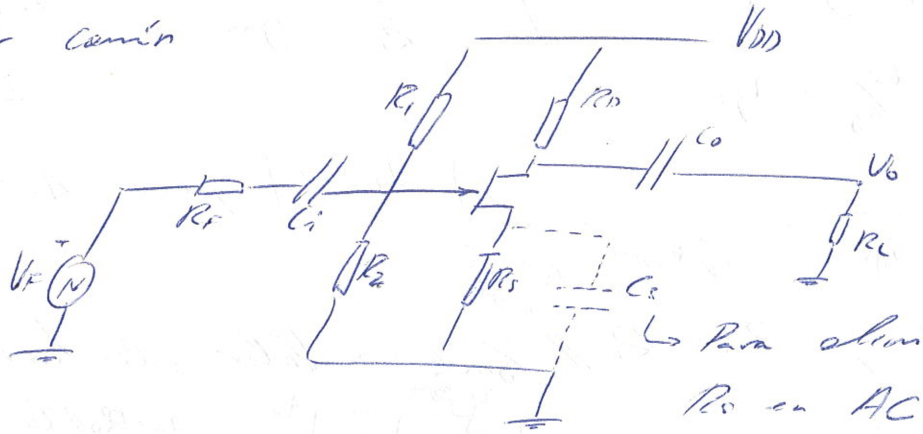
$Z_i = ?$
$Z_o = ?$



$$\left\{\begin{array}{l} Z_i = R_G \\ Z_o = R_S // 1/g_m \end{array}\right\}$$ Impedancias

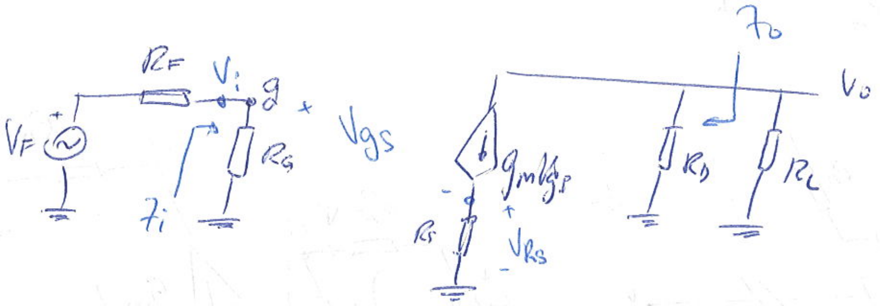
3. Surtidor común

Circuito



↳ Para eliminar R_S en AC

Circuito en alterna



$$V_o = -g_m V_{gs} (R_D // R_L)$$

$$V_i = V_F \cdot \frac{R_G}{R_G + R_F}$$

↑
No sirve

$$V_i = V_{gs} + V_{RS} = V_{gs} + g_m V_{gs} \cdot R_S$$

$$\frac{V_o}{V_i} = A_V = \frac{-g_m (R_D // R_L)}{1 + g_m R_S} ;$$

$A_V < 0 \Rightarrow$ Hay inversión de fase

$$A_i = \frac{-g_m V_{gs} \frac{R_D}{R_D + R_L}}{\frac{V_i}{R_G}} = \frac{-g_m}{1 + g_m R_S} \cdot \frac{R_D R_G}{R_D + R_L}$$

Con C_S ; $A_V \Big|_{máx} = -g_m (R_D // R_L)$

Si $R_S \uparrow\uparrow \Rightarrow A_V \simeq -\frac{R_D // R_L}{R_S} \Rightarrow$ G independiente del transistor. (FET)

$$i_i = \frac{V_i}{R_G} ; \quad A_i = \frac{-g_m}{1 + g_m R_S} \cdot \frac{R_D \cdot R_G}{R_D + R_L} ;$$

Con $C_S \Rightarrow A_i \Big|_{máx} = -g_m \frac{R_D \cdot R_G}{R_D + R_L}$ ← Pero depende del transistor.

Si $R_S \uparrow\uparrow$ => independiente del transistor (y FET)

$Z_i = R_G$; $Z_o = R_D$ No aparece el término gm.

8.2.5 Comparación de configuraciones

BJT	EC	BC	CC
A_V	(Alta)	alta	≤ 1
A_i	(alta)	≤ 1	(Alta)
Z_i	Medio-altos	Baja	(Alta)
Z_o	alta	alta	Baja
Inversión de fase	Sí	No	No.

=> Valores más interesantes en círculo

=> Vemos que EC es el más versátil permite A_V y A_i grandes al mismo tiempo.

BC => Es poco utilizado.

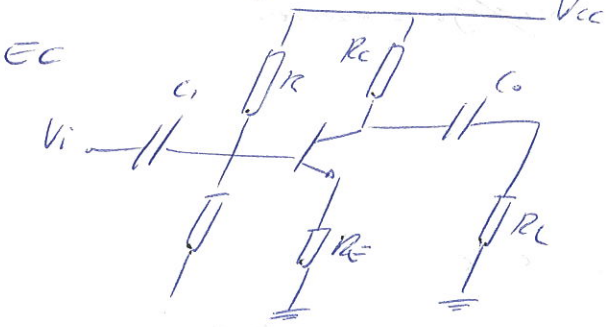
CC => Bueno por $Z_o \downarrow$ y $Z_i \uparrow$ => Es bueno y usado como etapa de salida. y para estos interesa $A_i \uparrow$.

FET	SC	DC	GC
A_V	Baja	Baja	Baja
Z_i	Muy alta	(Muy alta)	Baja
Z_o	Media	(Baja)	Media

=> El BJT tiene mejores ganancias que los FETS pero estos son mejores en cuanto a las impedancias de entrada.

3.3 Amplificadores acoplados en alterna. Sistema multietapa.

Respuesta en frecuencia



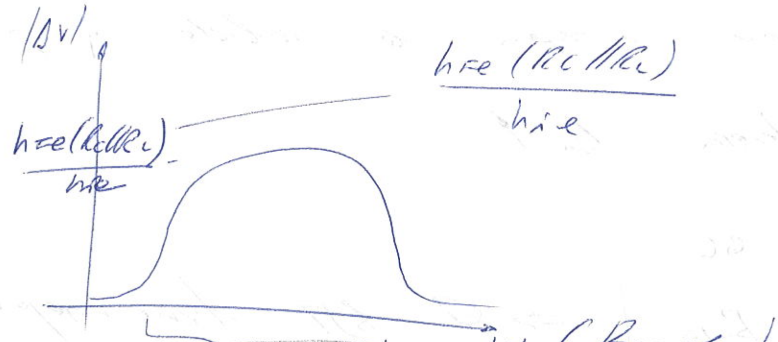
Hemos supuesto que C_i y C_o, C_e, son cortocircuitos ⇒ sólo vale a frecuencias no bajas.

a/ A frecuencias bajas, los condensadores equivalen a circuitos abiertos ⇒ V_i no llega a V_o ⇒ ⇒ $A_V = 0$.

b/ A frecuencias medias C ≡ Cortocircuito.

A_V y todo lo demás es tal cual se ha visto.

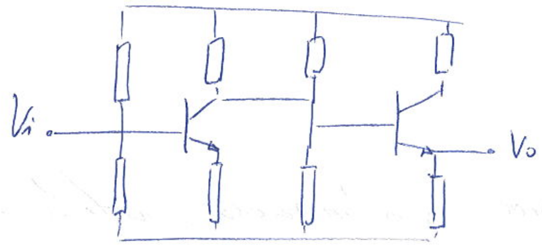
c/ Frecuencias altas. A_V cae por las capacidades parásitas del BJT.



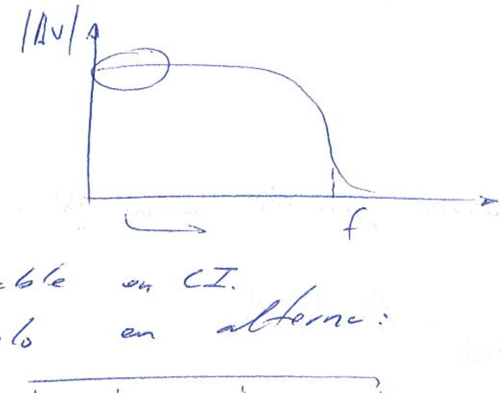
3.3 Amplificadores acoplados en alterna. Sistemas multietapa (cont.)

Clasificación de las multietapas según la conexión o acoplo.

1. Amplificadores acoplados en continua.

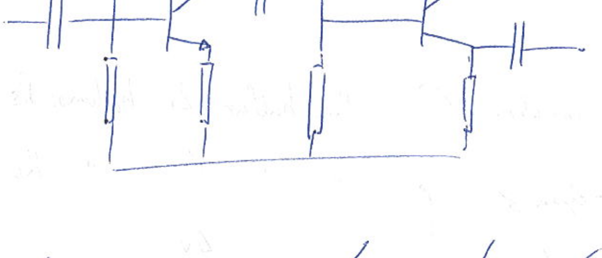


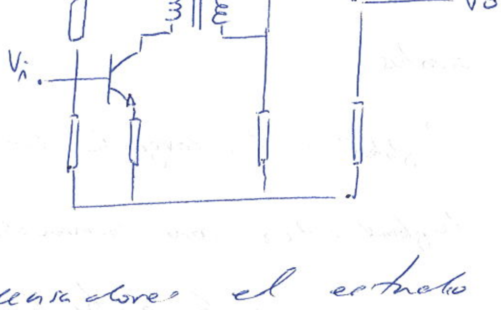
- Sin C_A, C_0
- Análisis DC conjunto ⇒ Q de una etapa depende del Q de las otras et. ⇒ { Diseño difícil de estabilizar en T^a y fluctuaciones componentes
- Requiere menos elementos
- Presenta mejor respuesta a BF. (bajas frecuencias)



- Utilizable en C.I.

2. Acoplo en alterna:

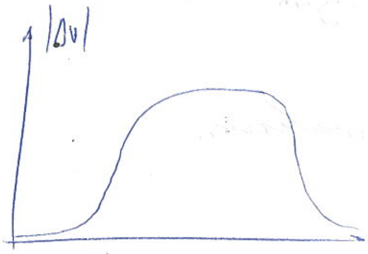




- Cuando en un circuito existan condensadores el estudio se realiza en alterna

- Obtener Q de cada etapa por separado ⇒ + Ideal

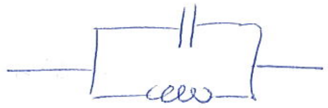
- Mala respuesta a R.F.:

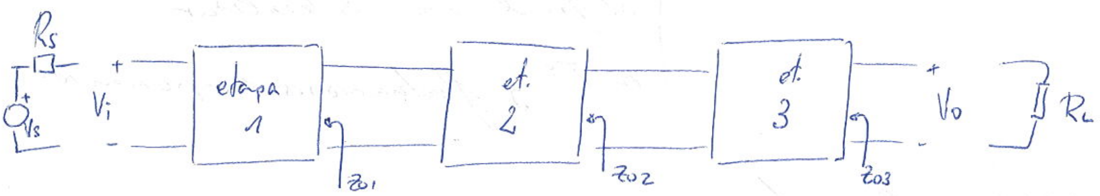


- Más elementos

- Permite utilizar amplificadores sintonizados, útiles en R.F.

- Difícil para CI.





- Para señal ⇒ C = C.C.
  Circuitos iguales ⇒ prestaciones iguales salvo Q diferentes

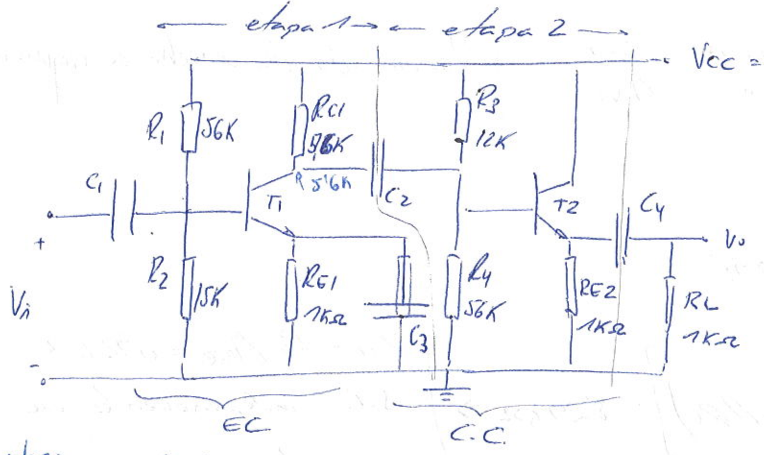
- $\Delta V_{global} = \Delta V_1 \cdot \Delta V_2 \cdot \Delta V_3$ $\quad A_{i_{global}} = A_{i_1} \cdot A_{i_2} \cdot A_{i_3}$

Para ambas:

- $Z_{i_{global}} = Z_{i_1}$ cargada con la cadena
- $Z_{o_{global}} = Z_{o3}$ pero tomando etapa 3 a la entrada las otras etapas

Para hallar Z_o hallamos R_s y luego Z_{o1}, Z_{o2}, Z_{o3}.
" " Z_i " R_L " " Z_{i3}, Z_{i2}, Z_{i1}
" " Δv " " " " $\Delta v_3, \Delta v_2, \Delta v_1$
ΔI $\Delta_{i3}, \Delta_{i2}, \Delta_{i1}$

Ejemplo: Analizar el amplificador:



Datos: $T_1 = T_2$ $\begin{cases} V_{BE_{act}} = 0'7V \\ V_{CE_{SAT}} = 0'5V \\ h_{fe} = h_{FE} = 100 \\ h_{ie} = 1K\Omega \end{cases}$

C's ≡ c.c. a frec. trabajo

1/ Q = ?

2/ MES en Vo = ?

obs:

EC	C.C.	
$A_V \uparrow$	$A_V \lesssim 1$	⇒ Conseguimos dar potencia a la carga de "bajo" valor.
$Z_i \uparrow$ media-alta	$A_i \uparrow$ $Z_i \uparrow$	
$Z_o \uparrow$ alta	$Z_o \downarrow$ baja	

Análisis 1/ Q = ? en D.C.

et. 1

$$I_{BQ1} = \frac{V_{BB1} - V_{BEQ\,act}}{R_{B1} - (h_{FE}+1)\cdot R_{E1}} = 12'5\,\mu A$$

$V_{BB1} = V_{CC}\cdot\frac{R_2}{R_1+R_2}$, $R_{B1} = R_1 /\!/ R_2$

$$I_{CQ1} = h_{FE}\cdot I_{BQ1} = 1'25\,mA$$

$$V_{CEQ1} = V_{CC} - I_{CQ1}\left(R_{E1}+R_{C1}\right) = 1'75V$$

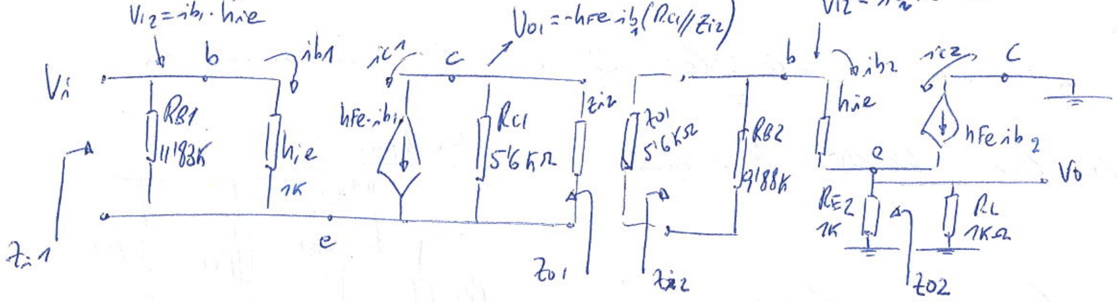
et. 2.

$$I_{BQ2} = \frac{V_{BB2} - V_{BEQ\,act}}{R_{B2} - (h_{FE}+1)\,R_{E2}} = 68\,\mu A$$

$$I_{CQ2} = h_{FE}\cdot I_{BQ2} = 6'8\,mA$$

$$V_{CEQ2} = V_{CC} - I_{CQ2}\cdot R_{E2} = 3'2V$$

2. Circuito equivalente en alterna.



Análisis global nos daría Av, Ai, Zo, Zi

2/ Análisis A.C

hallaremos $\begin{cases} Z_{i2} \Rightarrow \text{hallaremos } Z_{i1} \\ A_{V2} \quad\quad\; " \quad\quad A_{V1} \end{cases}$ } Hemos ido de derecha a izquierda.

$$A_{V2} = \frac{(h_{FE}+1)(R_{E2} // R_L)}{h_{ie} + (h_{FE}+1)(R_{E2} // R_L)} = 0'98$$

$$Z_{i2} = R_{B2} // \left[h_{ie} + (h_{FE}+1) \cdot (R_{E2} // R_L) \right] = 8'29 \, K\Omega \Rightarrow$$

$Z_{i1} = R_{B1} // h_{ie} = 0'92 \, K\Omega$ Sale independiente de R_L en este caso, por ser EC

$$A_{V1} = \frac{V_{i1}}{V_{o1}} = \frac{-h_{FE} \, (R_{C1} // Z_{i2})}{h_{ie}} = -334'2$$

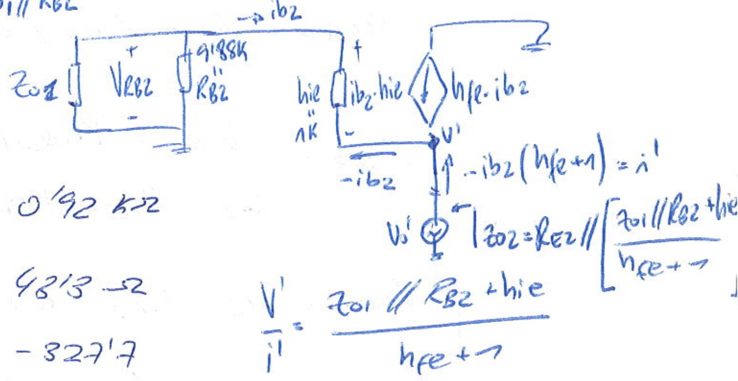
hallaremos $Z_{o1} \Rightarrow$ hallar Z_{o2} de izq. a der.

$Z_{o1} = R_{C1} = 5'6 \, K\Omega$

$V_s = 0 \Rightarrow i_{b1} = 0$

$$Z_{o2} = R_{E2} // \left[\frac{Z_{o1} // R_{B2} + h_{ie}}{h_{FE}+1} \right] = 48'3 \, \Omega$$

$V_{RB2} = -i_{b2} \cdot Z_{o1} // R_{B2}$



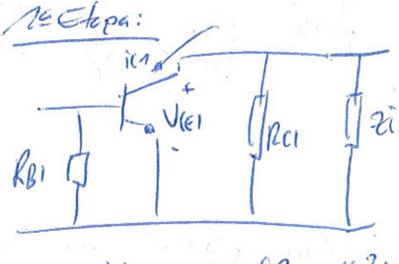
$$\frac{V'}{i'} = \frac{Z_{o1} // R_{B2} + h_{ie}}{h_{fe}+1}$$

Para el conjunto:

$$\begin{cases} Z_i = Z_{i1} = 0'92 \, K\Omega \\ Z_o = Z_{o2} = 48'3 \, \Omega \\ A_V = A_{V1} \cdot A_{V2} = -327'7 \\ A_i = A_V \dfrac{Z_i}{R_L} = -301'5 \end{cases}$$

2/ MES en $V_o \Rightarrow$ ver cual de las 2 es la primera en deformar $\Rightarrow$ hallar RCAS # etapa.

1ª Etapa:



debemos cargarlo con Z_{i2}

$$i_{C1} = \frac{-V_{CE1}}{R_{C1} // Z_{i2}} \Rightarrow \underset{RCAS}{\text{pend.}} = -\frac{\overset{\text{pendiente}}{1}}{R_{C1} // Z_{i2}}$$

$V_{CE1} = -i_{C1} \, (R_{C1} // Z_{i2})$

$$i_{C1} = -\frac{V_{CE1}}{R_{C1} // Z_{i2}}$$

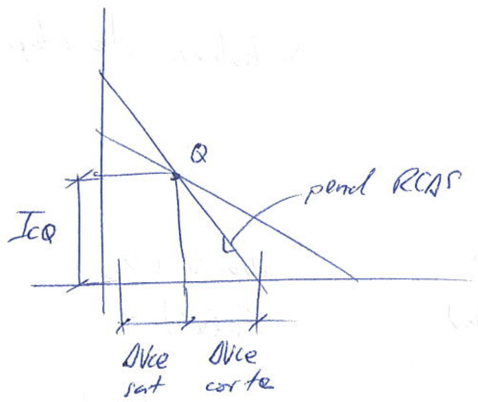
→ { i_{c1}, pend RCAS }

A partir de esto y con el punto de trabajo Q podemos hallar los márgenes

MES

$$\Delta V_{ce1\,sat} = V_{CEQ1} - V_{CE\,SAT} = 1'25\,V \quad (V_{CEQ1} = 1'75V,\ V_{CE\,SAT} = 0'5V)$$

$$\Delta V_{ce1\,corte} = \frac{I_{CQ1}}{|pend\ RCAS|} = I_{CQ1}(R_{C1} // Z_{i2}) = 4'18V \quad (I_{CQ1} = 1'25mA,\ R_{C1}//Z_{i2} = 8'29k\Omega)$$



$$\Rightarrow MES\ de\ V_{ce1} = 2 \cdot \min(\Delta V_{ce1\,sat}, \Delta V_{ce1\,corte}) = 2 \cdot 1'25V = 2'5V = MES(V_{ce1})$$

(mínimo)

en la 1ª Etapa se verifica $\Delta V_0 = \Delta V_{ce1}$

* 2ª Etapa { MES ? RCAS ? }

2ª etapa: $V_0 = V_e = -V_{ce2} = i_{c2}(R_{E2} // R_L)$ ($V_C = 0$)

RCAS $\quad i_{c2} = \dfrac{-V_{CE2}}{R_{E2}//R_L}$

$i_{c2} = -\dfrac{V_{ce2}}{R_{E2}//R_L}$, Q ⟹ márgenes

$$\Delta V_{ce2\,sat} = V_{CEQ2} - V_{CESAT} = 3'2 - 0'5 = 2'7\,V$$

$$\Delta V_{ce2\,corte} = \frac{I_{CQ2}}{|pend|} = I_{CQ2}(R_{E2}//R_L) = 3'4V$$

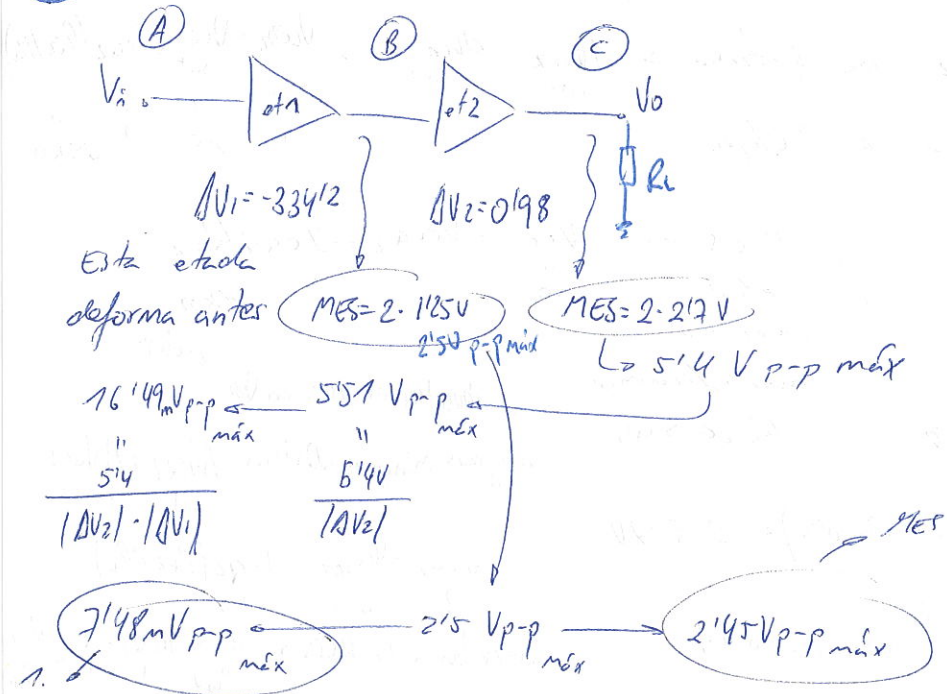
→ MES de $V_{ce2} = 2 \cdot 2'7V = 5'4V$ = MES de V_{O2} pues V_0 y V_{ce2} tienen el mismo valor absoluto.

$$MES = 2 \times \min(\Delta V_{ce2\,sat}, \Delta V_{ce2\,corte}) = 5'4V$$

$V_0 = -V_{ce}$

$\Delta V_0 = \Delta V_{ce2}$

(*) ver pagina siguiente.



1. Esta es la fila y etapa limitante.

máxima señal permitida en la entrada sin deformación.

– La etapa que limite en cualquier sitio (a lo largo del multietapa) menores amplitudes.

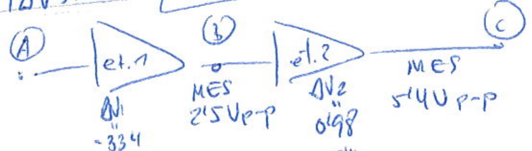
– en un nodo basta.

Si hubiera otra etapa ¿?

	Nodo (A) entrada (V_i)	Nodo (B)	Nodo (C) Salida (V_o)	Nodo (D) (salida)
Máxima señal que la et. 1 permite en cada nodo	$\frac{2'5 V_{p-p}}{\lvert \Delta V_1 \rvert}$ = 7'48 mVp-p (máx señal en entrada)	2'5 Vp-p MES et. 1	$2'5 V_{p-p} \lvert \Delta V_2 \rvert$ = 2'45 Vp-p	$2'5 V_{p-p} \lvert \Delta V_2 \rvert \cdot \lvert \Delta V_3 \rvert$ MES de Vo
ídem para et. 2	$\frac{5'4 V_{p-p}}{\lvert \Delta V_2 \rvert \lvert \Delta V_1 \rvert}$ = 16'49 mVp-p	$\frac{5'4 V_{p-p}}{\lvert \Delta V_2 \rvert}$ = 5'51 Vp-p	5'4 Vp-p MES et. 2	$5'4 V_{p-p} / \lvert \Delta V_3 \rvert$
et. 3	$\frac{\text{Mes et. 3}}{\lvert \Delta V_1 \rvert \lvert \Delta V_2 \rvert \lvert \Delta V_3 \rvert}$	$\frac{\text{MES et 3}}{\lvert \Delta V_2 \rvert \lvert \Delta V_3 \rvert}$	$\frac{\text{MES et. 3}}{\lvert \Delta V_3 \rvert}$	MES et. 3

↑ MENOR se coje la menor.

Tenemos estos valores



16'49 mVp-p ← (5'51/334) 5'51 Vp-p ← (5'4/0'98) |5'4 Vp-p|

2'5 Vp-p' seno recortado' — 2'45 Vp-p (seno recortado)

7'48 mVp-p ← (2'5/334) |2'5 Vp-p| → (2'5×0'98) 2'45 Vpp = MES global

Ejercicio: mejorar la MES en Vo

modificaré: R_3 y R_4 y R_{C1}

a) asegurar MES en Vo2 sea óptima ⇒ $\Delta V_{CE2\,SAT} = \Delta V_{CE2\,corte}$ ⇒ $V_{CEQ2} - V_{CE\,sat} = I_{CQ2}(R_{E2} // R_L)$
? 0'5 ? 0'5 kΩ

a) Modificar R_3 y R_4 para obtener MES óptima en la 2ª Etapa.

Resolviendo

$$\begin{cases} V_{CEQ2} = 3'67 V \\ I_{CQ2} = 6'33 mA \end{cases}$$

⇓

MES en Vo2 = 2 · (3'67 − 0'5) = 2 · 3'17 V

MES = 2 $\Delta V_{CE\,SAT}$ = 2 · 3'17 Vp-p antes era 5'4 V.
$= \Delta V_{CE\,corte}$

Variar Q no tocar R_{E2} ⇐

⇓

R_3 = ?

R_4 = ?

⇓

RCCS ⇒ $V_{CC} = V_{CEQ2} + I_{CQ2} R_{E2}$
et. 2 — 10 — 1kΩ
pues no modificamos R_{E2} ⇐ Q2

2ª etapa

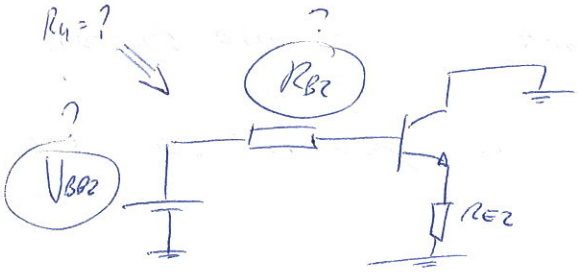
a) Para Mejorar MES en Vo2:

exigimos márgenes idénticos: $\Delta V_{CE2\,sat} = \Delta V_{CE2\,corte}$

$V_{CEQ2} - V_{CE\,SAT} = I_{CQ2}(R_{E2} // R_L)$
? 0'5V ?

• Respetamos la RCCS ⇒ $V_{CC} = V_{CEQ2} + I_{CQ2} R_{E}$
10V ? ?

↳ $R_3 = ?$
$R_4 = ?$



× fijamos directamente Q, por no poder tocar R_{E2}

× hallamos V_{BB2} y R_{B2}

1. $\overset{?}{V_{BB2}} = I_{BQ2} \cdot \overset{?}{R_{B2}} + V_{BE\,Q2} + I_{EQ2} \cdot R_{E2}$

$I_{BQ2} = \frac{6'33\,mA}{100}$, $V_{BE\,Q2} = 0'7V$, $I_{EQ2} \approx I_{CQ2} = 6'33\,mA$, $R_{E2} = 1K$

Q estable ⇒ $h_{FE} \cdot R_{E2}$ ⇒ R_{B2} ⇒ fija R_{B2} ⇒ $R_{B2} = \frac{h_{FE} \cdot R_{E2}}{10} = 10k\Omega$

⇒ $V_{BB2} = 7'67V$

2. Condición estabilidad del Q:

$R_{B2} \ll h_{FE} \cdot R_{E2}$ tomando

$R_{B2} = \frac{h_{FE} R_{E2}}{10} = 10\,k\Omega$

en 1. $V_{BB2} = 7'67V$

$V_{BB2} = V_{CC} \frac{R_4}{R_3 + R_4}$ $\quad R_{B2} = R_3 // R_4$

$\left.\begin{matrix} V_{BB2} \\ R_{B2} \end{matrix}\right\} \Rightarrow \begin{cases} R_3 = 15\,K\Omega \\ R_4 = 43\,K\Omega \end{cases}$

CONTINUA EN FOTOCOPIA

4. Circuitos integrados analógicos

4.1 Introducción a la integración

Importancia del circuito integrado frente al circuito impreso:

- reducción del volumen.
- " " peso.
- " de la complejidad de montaje.
- " del coste de producción para largas tiradas.
- mayor coste de fabricación de un C.I. prototipo.

- retardo en el ciclo idea ⟶ producción.
- posibilidad de diseño a partir de C.I. de aplicaciones generales
- aumento de velocidad y complejidad del sistema
- pérdida de observabilidad y controlabilidad de la señal y circuitos de dentro del C.I. ⇒ necesidad de test.
- protección del diseño ante copias.

Comparación C.I. analógicos y digitales

los CI analógicos:
- menos complejos.
- proceso de diseño y test menos estructurado.
- menor cantidad de herramientas de diseño.
- menor cantidad de bloques pre-diseñados.
- no tiran de la tecnología de micro integración.
- relegados a etapas I/O.

15-IV-15
MUL 9

Y a partir de éstos: $R_4 = 43\,k\Omega$, $R_3 = 13\,k\Omega$

| Para maximizar la amplitud en V_{o2}, debemos evitar que la 1ª etapa recorte, o sea:

HALLAR R_{C1} QUE PERMITA MES MÁXIMA EN $V_{o\,tot}$

b) Para hallar R_{C1} que asegure MES V_o global máxima, debemos asegurar que la salida de la primera etapa no es la limitante, o sea:

$$\text{MES de } V_{o1} \text{ (debida a etapa 1)} > \text{MES } V_{i2} \text{ (debida a etapa 2)} = \frac{\text{MES de } V_{o2}}{|A_{V2}|} = \frac{2\times 3{,}17}{0{,}98} = 2(3{,}23\ V)$$

(V_{o1} = V_{i2})

no depende de R_3 y R_4, y se había visto antes. → A_{V2} no hay que recalcularla pues no depende de R_3 y R_4. 14-IV-15

Análisis etapa 1:

- Debemos hallar Z_{i2} (es Z_{L} de la etapa 1, R_L) $Z_{i2} = R_1 /\!/ R_2 /\!/ [h_{ie} + (h_{fe}+1)(R_{E2}/\!/R_L)] = 8{,}37\,k\Omega$, ya visto

- Q etapa 1? I_{BQ} como depende de R_{C1} y el resto está igual que en el ejemplo anterior ⇒ tampoco depende de R_3 y R_4

$$\Rightarrow I_{BQ1} = 12{,}5\,\mu A \qquad I_{CQ1} = 1{,}25\,mA$$

V_{CEQ1} sí depende de R_{C1} ($R_{E1} = 1\,k\Omega$)

$$V_{CEQ1} = V_{CC} - I_{CQ1}(R_{C1}+R_{E1}) = 8{,}74\,V - 1{,}25\,mA\,R_{C1} = 8{,}74 - 0{,}00125\,R_{C1} = 8{,}74 - 1{,}25\,R_{C1}$$

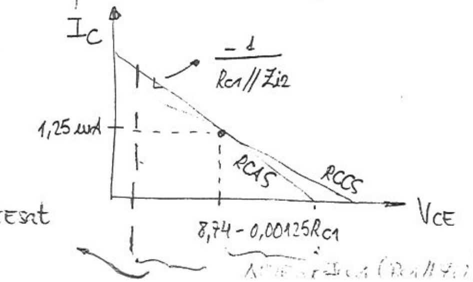
(R_{C1} en Ω / en kΩ)

$I_{BQ1} = 12'5\,\mu A \qquad I_{CQ1} = 1'25\,mA$

- RCAS etapa 1: Sigue siendo $i_{c1} = \dfrac{-V_{ce1}}{R_{C1}/\!/Z_{i2}}$ (variable)

- Análisis de márgenes: sigue criterio $\Delta V_{o1} = \Delta V_{CE1}$

por lo tanto podemos ver los márgenes directamente en I_C/V_{CE}:



$\Delta V_{CE\,sat} = V_{CEQ1} - V_{CEsat}$

14-IV
MUL

Podríamos exigir $\Delta V_{CE\,corte} = \Delta V_{CE\,sat}$

Pero nos basta con
$$\begin{cases} \Delta V_{CE\,sat} \geq \dfrac{\text{MES de } V_{i2}}{2} \\ \Delta V_{CE\,corte} \geq \dfrac{\text{MES de } V_{i2}}{2} \end{cases}$$
→ no es necesario que los dos márgenes sean iguales.

Máxima tensión que soporta la 2ª etapa sin llegar a distorsión.

$$\Delta V_{CE\,SAT} = V_{CEQ} - V_{CESAT} = 8'74 - 1'25\,mA\cdot R_{C1} - 0'5 \geq 3'23$$

o sea:
$$\begin{cases} 8{,}24 - 0{,}00125\,R_{C1} \geq 3{,}23 \Rightarrow R_{C1} \leq 4\,k\Omega \\ 0{,}00125\,(R_{C1} /\!/ 8{,}37\,k\Omega) \geq 3{,}23 \Rightarrow R_{C1} \geq 3{,}74\,k\Omega \end{cases} \Rightarrow R_{C1} = 3{,}9\,k\Omega$$

$\Delta V_{CE\,corte} = I_{CQ}(R_{C1} /\!/ Z_{i2})$

Globalmente: $\text{MES } V_o \text{ global} = \text{MES } V_{o2} \text{ (debida a etapa 2)} = 2\cdot 3{,}17\ V$ p-p

$$\text{Máxima entrada} = \frac{\text{MES } V_o \text{ global}}{|A_V|} = \frac{2\cdot 3{,}17}{266\cdot 0{,}98} = 24{,}4\ mV\ pap$$

$$A_{V1} = -\frac{h_{fe}(R_{C1}/\!/Z_{i2})}{h_{ie}}$$

Limitaciones del diseño con C.I:

- R's son menores.
- Si queremos R grandes, deberemos utilizar TRT ⇒
⇒ obtenemos R alineales, o sea, malas.
- C's ?? limitados a pF, habitualmente.
- No hay L.
- Area ≡ dinero ⇒ limita el número y tamaño de los TRT.
- limitación de entradas y salidas.
- Tolerancias de los dispositivos fijado por el proceso.
- Limitaciones de potencia.
- No puedes cometer errores al diseñar un C.I.
- Trabajar al límite de la tecnología ⇒ aparecen efectos de 2º orden (ef. Early, modulación de canal, e⁻ calientes) ⇒ usar modelos más complicados.

Nuevas tendencias:

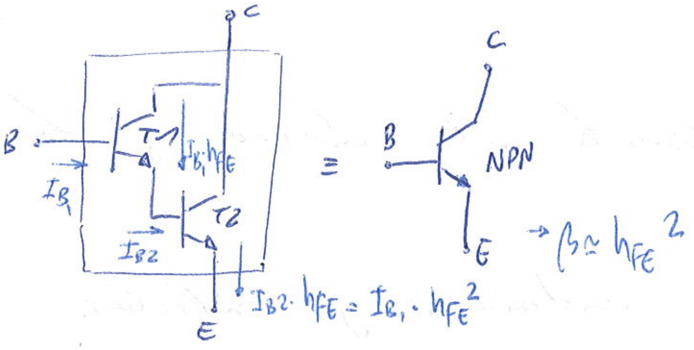
- Arquitecturas mixtas: Analog + Digital
- Optica: LASERS, acoplo directo de F.O. (fibra óptica)
- incluir microsensores en el propio C.I.

circuitos integrados

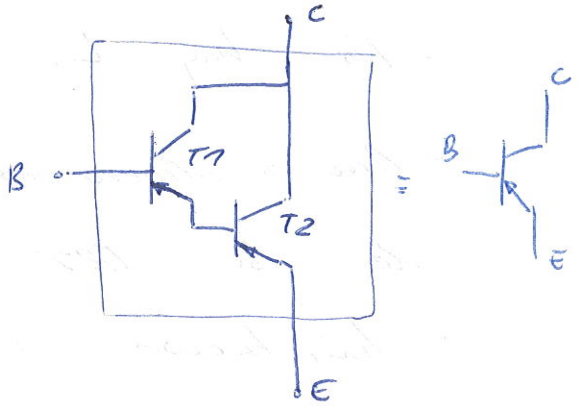
4.2 Estructuras básicas en C.I. analógicos

4.2.1 Configuración Darlington

Darlington con NPN



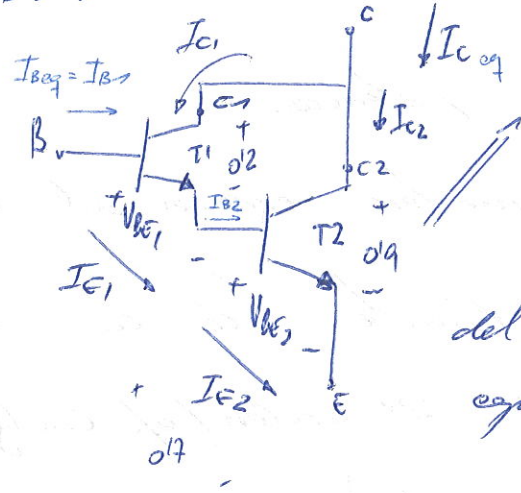
Darlington con PNP



Mayor amplificación de corriente

1/ Análisis D.C.

NPN :

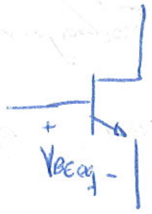


$V_{CE_{SAT}} = 0'9V$

T2 nunca estará en sat.

$V_{BE_{eq}} = V_{BE_1} + V_{BE_2} = 1'4V$ (suponiendo activa) ($V_{BE_1} = 0'7V$, $V_{BE_2} = 0'7V$)

del TRT equivalente



- $V_{BE_{eq}} = 1'4V$
- $h_{FE_{eq}} = ?$

$$I_{C_{eq}} = I_C = I_{C_1} + I_{C_2} = I_{B_1} \cdot h_{FE_1} + I_{B2} \cdot h_{FE2}$$

$I_{C_1} = I_{B1} \cdot h_{FE1}$

$I_{C_2} = I_{B2} \cdot h_{FE2} \Rightarrow I_{E1} = (h_{FE_1} + 1) I_{B1}$

$I_{B2} = I_{B1}(h_{FE_1} + 1)$

$I_{B2} = I_{E1} = (h_{FE1} + 1) I_{B1}$

$$\boxed{I_C = I_{B1} \left[h_{FE1} + h_{FE2} + h_{FE1} \cdot h_{FE2} \right]}$$

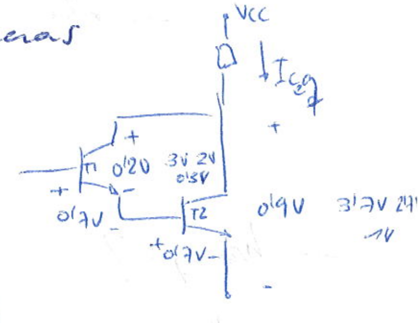
$I_{B1} = I_{Beq}$

$$h_{FE\,eq} = \frac{I_{Ceq}}{I_{Beq}}$$

$$h_{FE\,eq} = h_{FE1} + h_{FE2} + h_{FE1} \cdot h_{FE2}$$

$$\boxed{h_{FE\,eq} \simeq h_{FE1} \cdot h_{FE2}}$$ si $\begin{cases} h_{FE1} \gg 1 \\ h_{FE2} \gg 1 \end{cases}$

su ganancia de corriente es el producto de ganancias

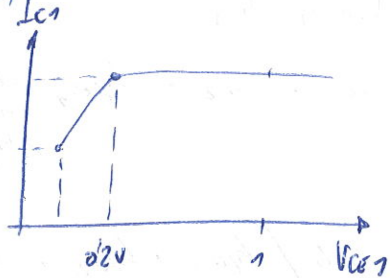


- $V_{CESAT_{eq}}$? en el eq: $V_{CE} = V_{CE1} + \underline{V_{BE2}}$

V_{CE} mínima $\Rightarrow$ V_{CE1} mín = 0'2 si T1 está en sat.

SAT $\Rightarrow$ T1 ON
T2 ON

V_{CE1} es mínima si T1 está SAT $\simeq$ 0'2V. Si V_{CE1} es mínima, $V_{CESATeq}$ también lo es.



$$V_{CESAT} \simeq 0'7 + 0'2 \simeq 0'9$$

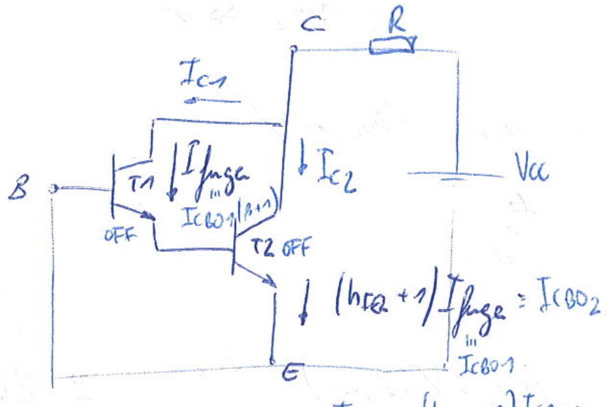
$$V_{CESAT} = V_{BE2_{act}} + V_{CE1_{SAT}}$$

T2 nunca estará en SAT.

$$\boxed{V_{CESAT_{eq}} = 0'9V}$$

⑧ Inconvenientes del Darlington:

Posible examen.



$I_{CBO2} = (h_{FE2}+1) I_{CBO1}$

- las fugas de T1 se amplifican en T2 e incluso lo pueden llevar a conducción $\Rightarrow$ no se utilizan los Darlington triples.

* Para disminuir estas fugas:

(adición de R)

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1} + \underbrace{(\beta_1 + 1) I_{CBO1}}_{fugas}$$

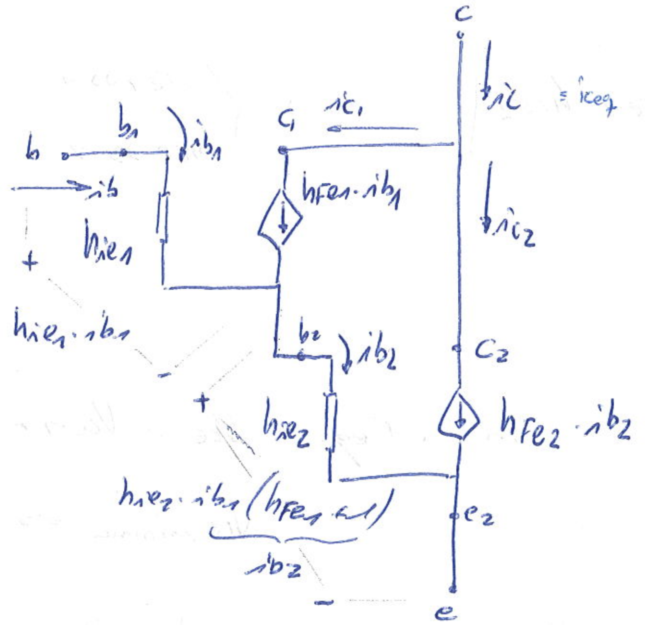
($I_{C1} = I_{Ci}$)

$$I_{C2} = \beta_2 I_{B2} + (\beta_2 + 1) I_{CBO2}$$ ← fugas del T2 ($I_{B2} = I_{E1}$)

$$I_{C2} = \beta_2 (\beta_1 + 1) I_{B1} + \underbrace{\underbrace{\beta_2(\beta_1+1)}_{elevado} \cdot I_{CBO1} + (\beta_2 + 1) \cdot I_{CBO2}}_{\text{fugas totales pueden ser grandes.}}$$

2/ Análisis A.C.

circuito equivalente en A.C.



— $h_{fe\,eq} = ?$

$$= \frac{i_c}{i_b} \text{ del equivalente}$$

$i_{ceq} = h_{fe\,eq} \cdot i_{beq}$

$$i_{c_{eq}} = i_{c_1} + i_{c_2} = h_{fe_1} \cdot \underset{i_{b_{eq}}}{\overset{\shortparallel}{i_{b_1}}} + h_{fe2} \cdot \overset{\shortparallel}{i_{b_2}}$$

$$i_{e1} = (h_{fe1}+1)\, i_{b1}$$

$$i_c = i_b \left[h_{fe1} + h_{fe2} + h_{fe1} \cdot h_{fe2} \right]$$

$$h_{fe_{eq}} = h_{fe1} + h_{fe2} + h_{fe1} \cdot h_{fe2} \simeq \boxed{h_{fe1} \cdot h_{fe2}} \quad \text{si} \begin{cases} h_{fe1} \gg 1 \\ h_{fe2} \gg 1 \end{cases}$$

$$— \; h_{ie_{eq}} = ? = \left.\frac{V_{be}}{i_b}\right|_{V_{ce}=0} = \frac{h_{ie1} \cdot \cancel{i_{b1}} + h_{ie2}\,(h_{fe1}+1)\,\cancel{i_{b1}}}{\underset{i_{b1}}{\overset{\shortparallel}{\cancel{i_b}}}} =$$

$$= \boxed{h_{ie1} + (h_{fe1}+1)\, h_{ie2}} = h_{ie1} + (h_{fe1}+1)\frac{h_{ie1}}{h_{FE1}+1} \simeq \boxed{2 h_{ie1}}$$

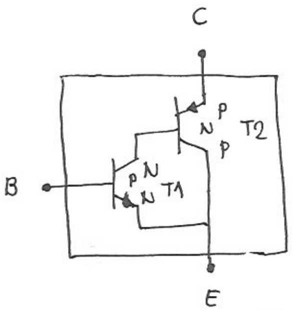
$\simeq 1$

$h_{FE1} \simeq h_{fe1}$

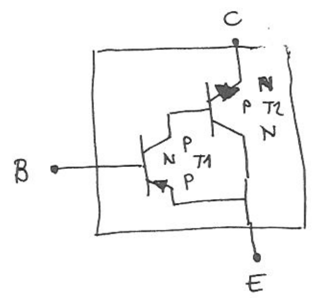
se vió: $h_{ie} \simeq \dfrac{V_T}{I_{BQ}}$

en nuestro caso: $h_{ie2} = \dfrac{V_T}{I_{BQ2}} = \dfrac{V_T}{(h_{FE2}+1) I_{BQ1}} = \dfrac{h_{ie1}}{h_{FE1}+1}$

c) Conexión Sziklai o Darlington complementaria:



Equivale a NPN



Equivale a PNP.

Ventaja: – Solo hay una unión B-E entre el terminal B y E ⇒

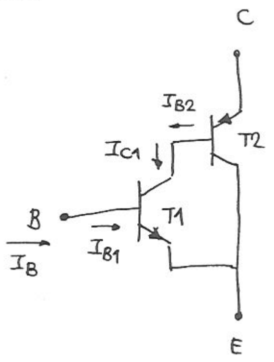
$$\Rightarrow \boxed{V_{BE_{eq}\,act} = V_{BE\,act\,T1} \simeq 0{,}7\,V}$$

– Proporciona $h_{FE\,equiv}$ mayor que la que daría un Darlington PNP (ya que los transistores NPN tienen h_{FE} mayor que los PNP): $\beta_{PNP} \ll \beta_{NPN}$

Darlington con 2 PNP: $h_{FE\,eq} \simeq h_{FE_{PNP}} \cdot h_{FE_{PNP}}$

" complementario: $h_{FE\,eq} \simeq h_{FE\,PNP} \cdot h_{FE\,NPN}$ (↑ Por vez.)

– Análisis D.C:



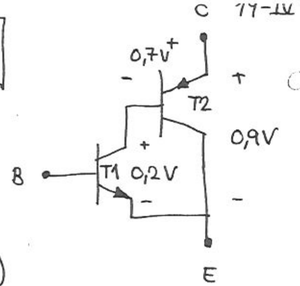
$$I_C = I_{E2} = (h_{FE2}+1)\,I_{B2}$$

$$I_{B2} = I_{C1} = h_{FE1} \cdot I_{B1}, \quad I_{B1} = I_B$$

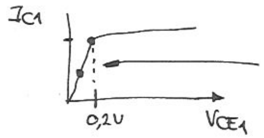
$$\boxed{h_{FE_{eq}} = \frac{I_C}{I_B} = (h_{FE2}+1)\,h_{FE1}}$$

$$h_{FE_{eq}} \simeq h_{FE1} h_{FE2} \quad \text{si } h_{FE2} \gg 1$$

$$\boxed{V_{CEsat_{eq}} = V_{CE_1 sat} + V_{EB2\,act} \simeq 0{,}2 + 0{,}7 = 0{,}9V}$$



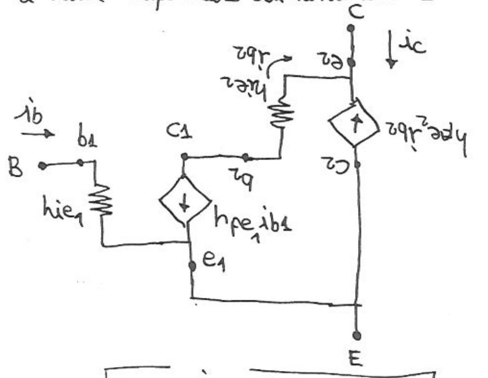
Si queremos $I_C \uparrow$ y $V_{CE} \downarrow$, debemos dar V_{BE2} de activa (0,7 V) y reducir V_{CE1} hasta el mínimo ($V_{CE1sat} \simeq 0{,}2V$)



una posterior reducción de V_{CE1} nos llevaría a una importante disminución de I_{C1}.

Análisis A.C.:

El circuito equivalente en alterna es:



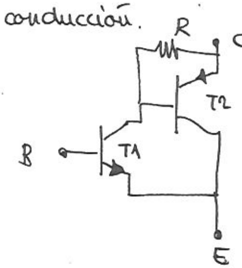
$$i_c = -(h_{fe2}+1)\,i_{b2}, \quad i_{b2} = -h_{fe1} i_{b1}, \quad i_{b1} = i_b$$

$$\boxed{h_{ie_{eq}} = \left.\frac{v_{be}}{i_b}\right|_{i_c=0} = \frac{V_{BE}}{i_{b1}} = h_{ie1}}$$

Así: $\boxed{h_{fe_{eq}} = \frac{i_c}{i_b} = (h_{fe2}+1)\,h_{fe1}}$

si $h_{fe2} \gg 1 \Rightarrow h_{fe_{eq}} \simeq h_{fe1} h_{fe2}$

Inconveniente: – igual que en el Darlington, la corriente de fugas de T1 se ve amplificada en T2 y puede poner T2 en conducción.



R permite disminuir el efecto, pues las fugas de T1 se van por R.

$$I_{E2} = (\beta_2+1)\,I_{B2} + (\beta_2+1)\,I_{CBO2} =$$

$$I_{B2} = \beta_1 I_{B1} + (\beta_1+1)\,I_{CBO1}$$

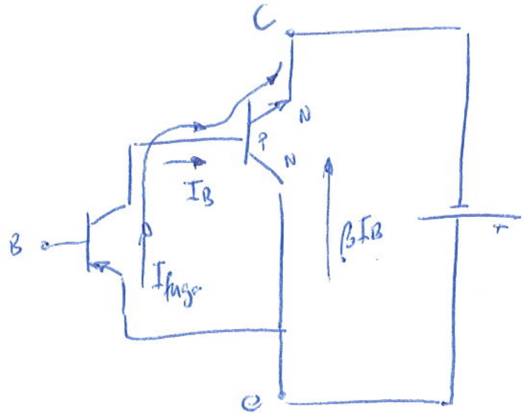
$$I_{E2} = I_B\,(\beta_2+1)\,\beta_1 + I_{CBO1}\,(\beta_2+1)(\beta_1+1) + I_{CBO2}\,(\beta_2+1)$$

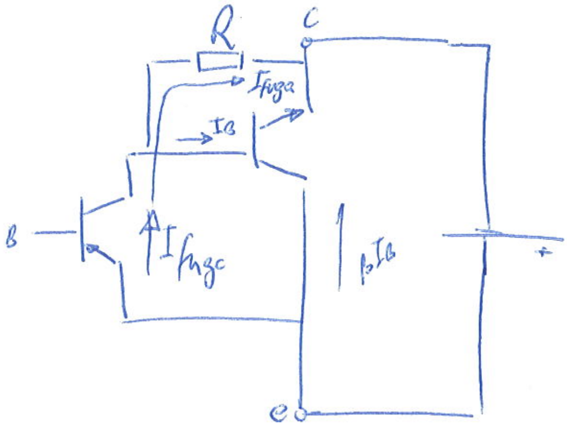
elevado, es la amplificación.

fugas totales

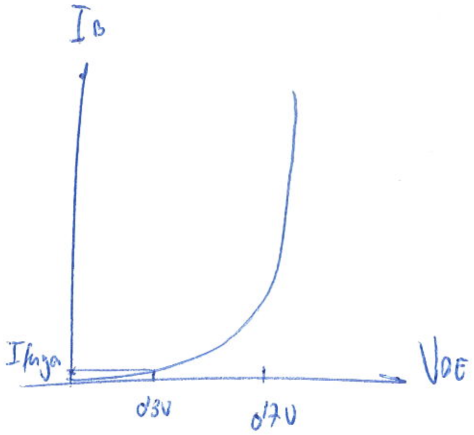
$R \sim \frac{0{,}2V}{I_{fugas}}$

Darlington complementario PNP:





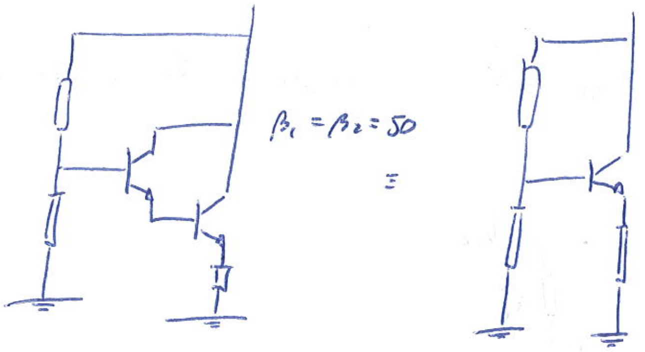
I_{fuga} se acopla a I_B



$$R \sim \frac{0'4V}{I_{fuga}}$$

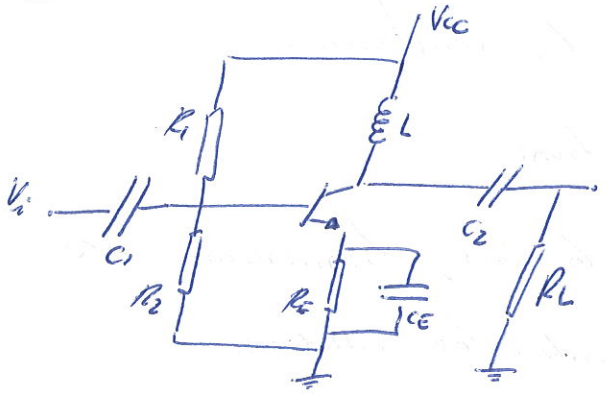
Para evitar el acoplamiento con I_B hacemos que I_{fuga} se desvie poniendo una R lo suficientemente pequeña para que I_B no se altere.

en un circuito:



$h_{FEeq} = 50 \cdot 50 = 2500$

ejemplo 6



Datos: $R_1 = 6'8\ K\Omega$ $R_2 = 1'2\ K\Omega$

$R_E = 150\ \Omega$ $R_L = 1'2\ K\Omega$

$L\omega \to \infty$ $|Z_C| = \frac{1}{C\omega} \to \phi$

$C\omega \to \infty$ $|Z_L| = L\omega \to \infty$

$V_{CC} = 12V$

$h_{fe} = 100$ $h_{FE} = 100$ $h_{ie} \simeq \frac{V_T}{I_{BQ}}$ $= 25mV$

$V_{BEact} = 0'7V$ $h_{oe} = 50\mu S$ ($\mu\mho$)

$V_{CEsat} = 1V$ $r_{oe} = \frac{1}{h_{oe}}$

1/ Hallar: A_V, A_i, Z_i, Z_o

2/ MES en $V_o = ?$

solución:

1/ $A_V = \frac{-h_{fe}\,(R_L \,//\, r_{oe})}{h_{ie}} = -447$ (100, 1'2K, 20K)

$A_i = \frac{-h_{fe} \cdot r_{oe}}{r_{oe} + R_L} \cdot \frac{R_B}{R_B + h_{ie}} = -75'6$

$Z_i = R_B // h_{ie} = 203\ \Omega$

$Z_o = 20\ K\Omega = r_{oe}$

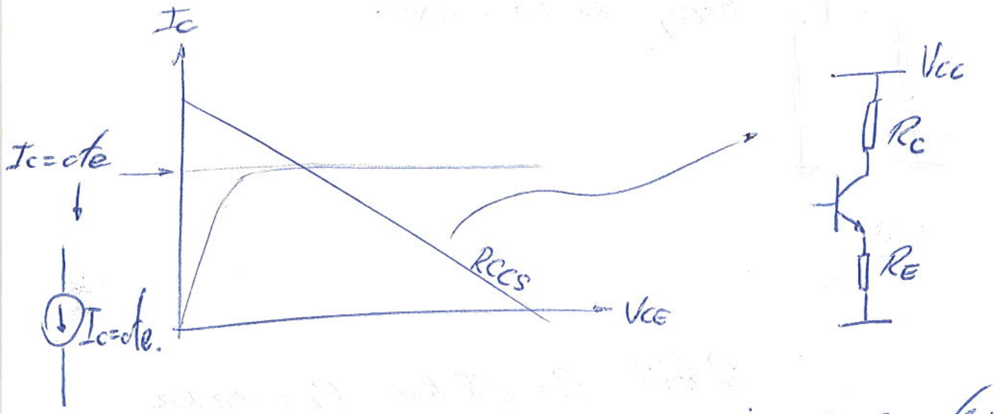
2/ $\Delta V_{CEsat} = V_{CEQ} - V_{CEsat} = 10V$

$\Delta V_{CEcorte} = I_{CQ} \cdot R_L = 11'87\ V$

$MES_{V_o} = 20\ V_{pap}$

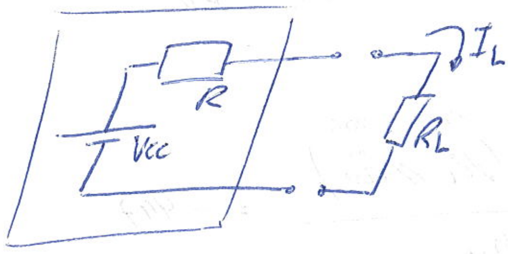
4.2.2. Fuentes de corriente

Utilidad: - Polarizar los transistores de las diferentes etapas



- Ocupan menos espacio que las resistencias.
- Se usan como cargas activas.
- Generadores de rampas, osciladores, transmisión de señal por corriente en ambientes ruidosos.

- Fuente de corriente "trivial"



$$I_L = \frac{V_{CC}}{R + R_L} \Rightarrow$$

$\Rightarrow$ Diseñar
- $R \gg R_L$ para I_L indep. de R_L.
- *
- $V_{CC} \simeq I_L \cdot R$

Inconveniente: . $V_{CC} \neq$ tensión de alimentación del chip.

. R demasiado grande.

. V_{CC} serán a veces mayores a la alimentación tendremos perdidas de potencia demasiado

grandes sobre todo si se persiste en $V_{cc} \uparrow$

Rendimiento: $P_{perdida} = P_{entregada} - P_{aprovechada}$

$V_{cc} \cdot I_L$ $\qquad P_L = I_L^2 \cdot R_L$

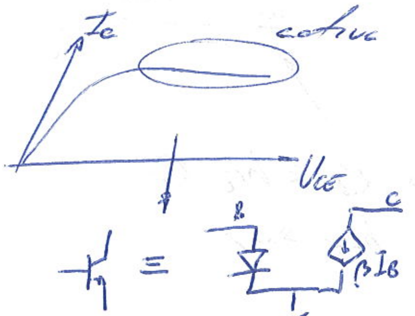
$I_L \simeq \frac{V_{cc}}{R}$

$P_{perdida} = I_L^2 R - I_L^2 R_L \simeq I_L^2 R \Rightarrow P_{perdida} \simeq P_{entregada}$

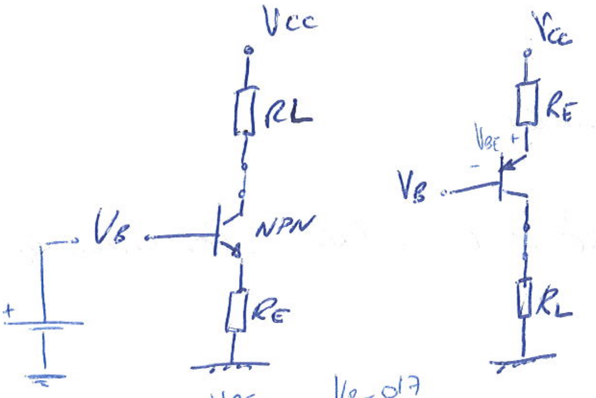
$R >> R_L$

4.2.2.1 Fuentes de corriente con un BJT

- trabajar en activa
- polarizar la base?



Caso 0: Polarización mediante fuente de tensión



R_E: estabiliza Q

permite usar V_B diferentes de 0'7V

NPN: $I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{V_B - 0'7}{R_E}$

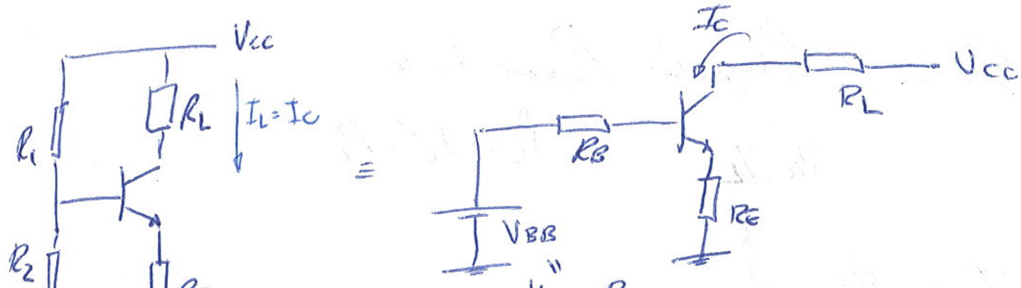
PNP: $I_E = \frac{V_{RE}}{R_E} = \frac{V_{cc} - (V_B + 0'7)}{R_E}$ si está en activa

$I_C \simeq I_E$ si $h_{FE} >> 1$ y act. $\Rightarrow$ act. $\Rightarrow I_C = I_L = cte \Rightarrow$

$\Rightarrow$ actúa como (fuente de corriente)

obs: V_B modifica $I_L \Rightarrow$ fuente de corriente controlada.

Caso 1:



$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1+R_2}$

En activa $\Rightarrow I_L = I_C = h_{FE} \cdot I_B = h_{FE} \frac{V_{BB} - V_{BE\,act}}{R_B + (h_{FE}+1)R_E} =$

Malo: depende de todo

depende de Vcc

$\simeq \frac{V_{BB} - V_{BE\,act}}{R_E}$ ~ dep. de ΔT^a, ΔV_{CE}

Diseño: $R_B \ll h_{FE} \cdot R_E$

$h_{FE} \gg 1$

$V_{BB} > V_{BE\,act}$

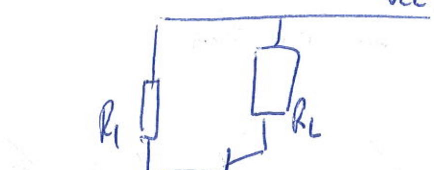
Si $V_{CC} \uparrow \Rightarrow \Delta V_{BE} \ll V_{BB} \Rightarrow$ las fluctuaciones (variaciones) de V_{BE} son despreciables.

Dependencia respecto Vcc no se evita.

Inconveniente: Demasiadas R y grandes

Si $I_L = 10\,\mu A \Rightarrow R_E \simeq 0'1\,M\Omega$ demasiado

Caso 2:



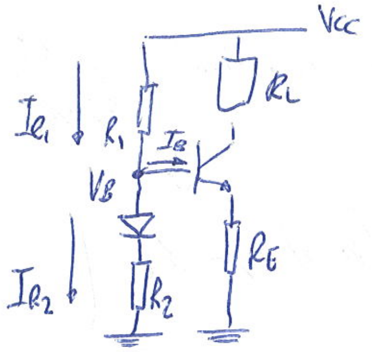
Independencia de Vcc: ~ dep. T^a

$I_L = I_C \simeq I_E = \frac{V_Z - V_{BE\,act}}{R_E}$ ~ dep. T^a, ΔV_{CE}

$V_Z < V_{CC}$ act.

Si $V_Z \uparrow \Rightarrow \Delta V_{BE}$ despreciable, pero no $\Delta V_Z (T^a)$

Caso 3:



No dependerá de Tª, sí de Vcc

Si $I_B \ll I_{R1} \Rightarrow I_{R1} \simeq I_{R2} \Rightarrow$

$$\Rightarrow I_{R1} = I_{R2} = \frac{V_{CC} - V_D}{R_1 + R_2}$$ ~ tensión del diodo

Así: $V_B = V_D + I_{R_2} \cdot R_2 = V_D + \frac{V_{CC} - V_D}{R_1 + R_2} R_2 = \frac{V_{CC} R_2}{R_1 + R_2} + \frac{V_D R_1}{R_1 + R_2}$

$I_{R_2} \simeq I_{R1} = \frac{V_{CC} - V_D}{R_1 + R_2}$

tensión en la base

$I_E = \frac{V_E}{R_E}$; $V_{BE_{ACT}} = V_B - V_E$

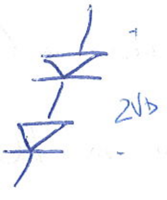
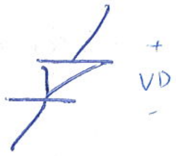
$$I_L \simeq I_E = \frac{V_B - V_{BE_{ACT}}}{R_E} = \frac{1}{R_E}\left[\frac{V_{CC} R_1}{R_1 + R_2} + \frac{V_D R_1}{R_1 + R_2} - V_{BE_{ACT}}\right]$$

V_D, V_{BE} } Dependen igual de Tª, Tensiones PN en directa.

Si $\frac{V_D R_1}{R_1 + R_2} = V_{BE}$ ($V_{BE} \equiv V_D$) se compensan los términos y $\frac{\partial}{\partial T^a}$

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} \neq 1$$

$\Downarrow$

Ponemos  en el lugar de 

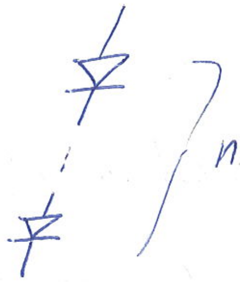
y ahora obtendríamos:

$$\frac{2 V_D R_1}{R_1 + R_2} = V_D \Rightarrow \boxed{\frac{2 R_1}{R_1 + R_2} = 1}$$

$\Downarrow$

$R_1 = R_2$

También es posible:



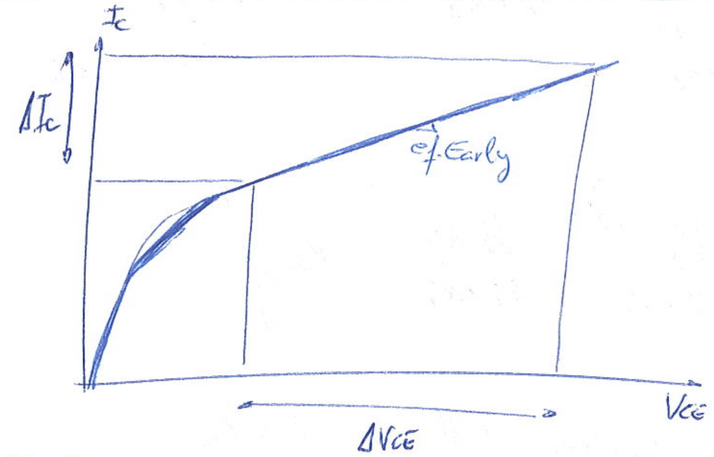
n Diodos ⇒ Condición: $\frac{nR_1}{R_1+R_2} = 1$

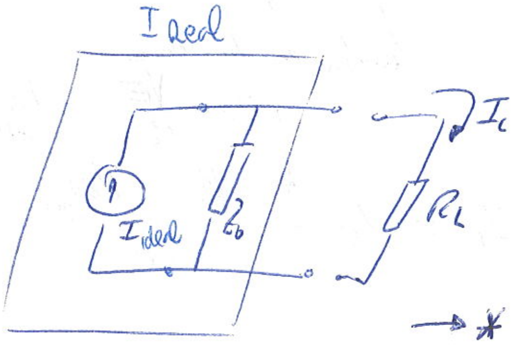
⇓

$$\boxed{(n-1)R_1 = R_2}$$

Condición de diseño

Impedancia de salida de las fuentes de corriente





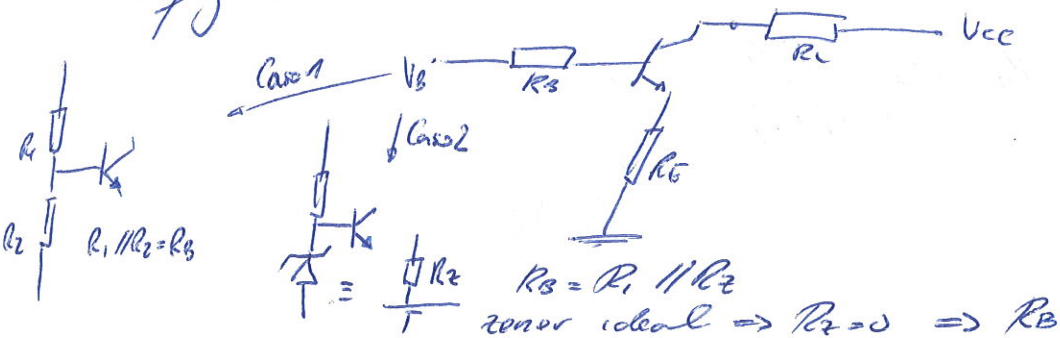
Early: $\Delta V_{CE} \Rightarrow \Delta I_c$

- Si ΔV_{CE} ↑↑ ; V_{CE} ↓↓ ⇒ SAT. I_c disminuye rápido

- Si V_{CE} ↑↑ ⇒ Exceso de potencia $= I_c \cdot V_{CE}$

* { Z_0 puede hallarse en AC o DC, usaremos el valor AC
  { I_c se debe hallar en DC • Buscaremos Z_0 en AC:

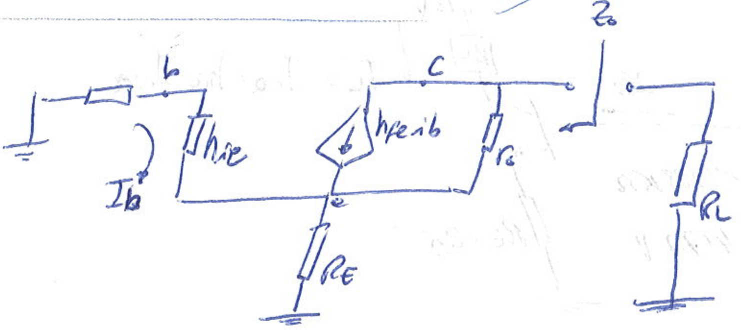
En la configuración utilizada hasta ahora:



$R_B = R_1 // R_2$
zener ideal ⇒ $R_Z = 0$ ⇒ $R_B = 0$

$$Z_o = \frac{(r_{oe}+R_E)(h_{ie}+R_B) + r_{oe} R_E (h_{fe}+1)}{h_{ie}+R_B+R_E}$$

Proviene de eq. AC

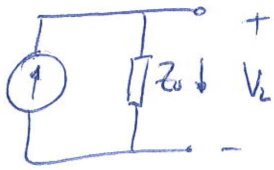


Habitualmente: $r_{oe} \gg R_E$, $h_{ie} \sim R_E$, $R_B \sim R_E$, $h_{fe} \gg 1$ $\Rightarrow Z_o \simeq \frac{r_{oe} R_E h_{fe}}{h_{ie}+R_B+R_E}$

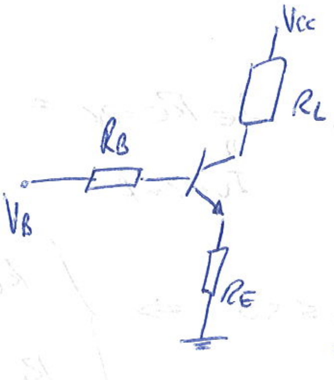
$Z_o \equiv r_{oe} \cdot h_{fe}$

↓

$Z_o \gg r_{oe}$ por la amplificación de h_{fe}



Si $Z_o \downarrow \Rightarrow$ Si $V_L \uparrow$ entonces $I_{Z_o} \uparrow\uparrow$ pues $Z_o \downarrow\downarrow \Rightarrow I_L \downarrow\downarrow$



$R_L \rightarrow$ si $V_L \uparrow \Rightarrow V_C \downarrow \Rightarrow V_{CE} \downarrow \Rightarrow$

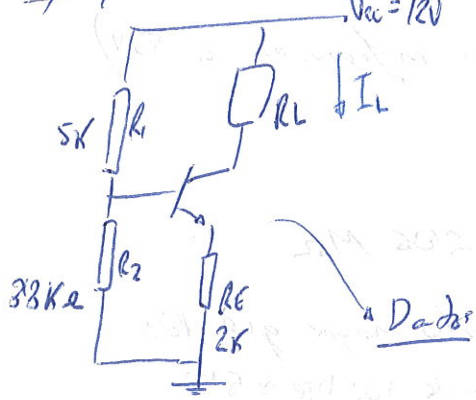
$\Rightarrow I_C \downarrow \Rightarrow I_{RE} \downarrow \Rightarrow V_E \downarrow \Rightarrow$

$\Rightarrow V_{base} \downarrow \Rightarrow I_B \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \Rightarrow$

$\Rightarrow I_L$ se recupera $\Rightarrow$

$\Rightarrow Z_o \uparrow$

* Ejemplo:



hallar: 1/ I_L

2/ Margen R_L en la que funciona como fuente de corriente

3/ Z_o

Datos: $h_{FE} = h_{fe} = 100$

$h_{ie} = 1 k\Omega$

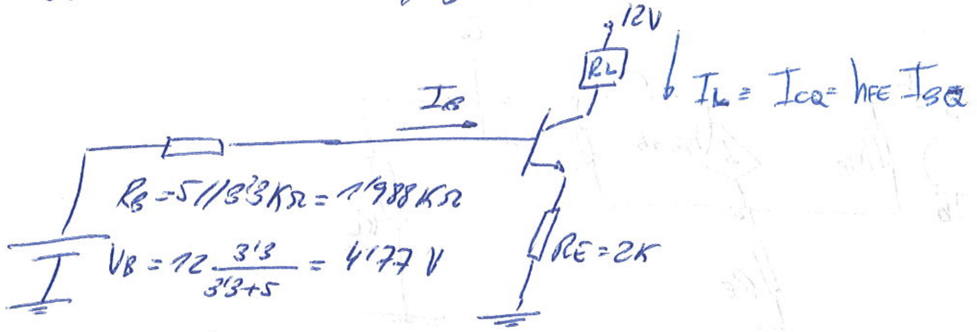
$h_{oe} = 20 \mu S \Rightarrow r_{oe} = 50 k\Omega$

$V_{CE sat} = 0'5V$

$V_{CE max} = 50V$ $\quad V_{BE act} = 0'7V$

Solución:

1/ obtenemos la configuración usual:



$$I_{BQ} = \frac{V_B - \overset{0'7V}{V_{BEact}}}{R_B + (\underset{101}{h_{FE}+1})\underset{2K}{R_E}} = 20\,\mu A \text{ act.} \Longrightarrow \boxed{I_L = \underset{100}{h_{FE}} \cdot I_{BQ} = 2\,mA}$$

2/ Márgenes de R_L? Funciona correctamente si está en activa:

$$\underset{}{\overset{V_{CESAT}}{0'5}} \leq V_{CE} \leq \underset{V_{CEmáx}}{50\,V}$$

no puede ser menor de 0'5 porque estaría en SAT.

$$V_{CE} = 12 - I_L \cdot R_L - \underset{I_L = 2mA}{I_E} R_{E=2K} = 8 - \underset{0'002 = 2mA}{I_L} \cdot R_L$$

$$0'5 \leq 8 - 0'002 R_L \leq 50 \Rightarrow \begin{cases} R_L \leq 3'75\,K\Omega \\ R_L \geq -21\,K\Omega \end{cases} \Longrightarrow \boxed{0 \leq R_L \leq 3'75\,K\Omega}$$

Siempre dará un valor negativo, sino el cálculo estará mal. (debido a que los 12 V. de entrada son inferiores a 50 V)

3/

$$Z_o = \frac{(\overset{50K}{r_{oe}} + \overset{2K}{R_E})(\overset{1K}{h_{ie}} + \overset{2K}{R_B}) + \overset{50K\Omega}{r_{oe}} \cdot \overset{2K}{R_E}(\overset{100}{h_{fe}}+1)}{\underset{1K}{h_{ie}} + \underset{1'988K}{R_B} + \underset{2K}{R_E}} = 2'06\,M\Omega$$

Mucho mayor que r_{oe}

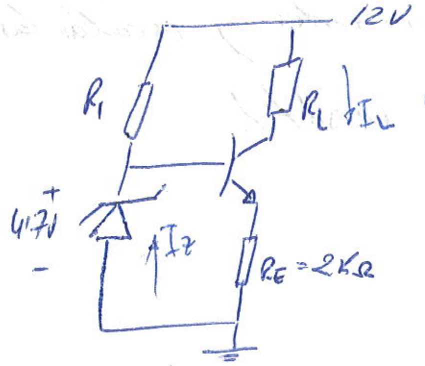
Z_o del orden de $\underset{50K}{r_{oe}} \cdot \underset{100}{h_{fe}} \simeq 5\,M\Omega$

también se podría utilizar la otra fórmula simplificada si se cumplen las condiciones.

* Ejercicio: Sustituir R_2 por un zener ideal de $4'7V$ y hallar I_L y Z_o

pues antes $V_{BB} = 4'77V$

El circuito resultante es:



— $I_L \simeq I_E = \dfrac{\overset{V_Z}{4'7} - \overset{V_{BASE} = V_{BE}}{0'7}}{\underset{R_E}{2K\Omega}} = 2mA \simeq I_C = I_L$

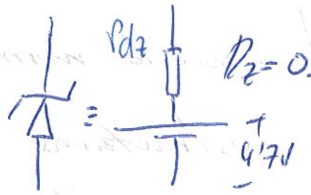
- suponiendo zener real verificamos su corriente:

Comprobar: $\underset{I_{R1}}{I_Z} = \dfrac{12V - 4'7V}{R_1} = 1'44\,mA$ para un zener no ideal.

$I_Z = I_{R1} = \dfrac{12V - 4'7V}{R_1} - I_B$, $I_B \approx 0$. I_B es despreciable.

- R_1 controla I_E -

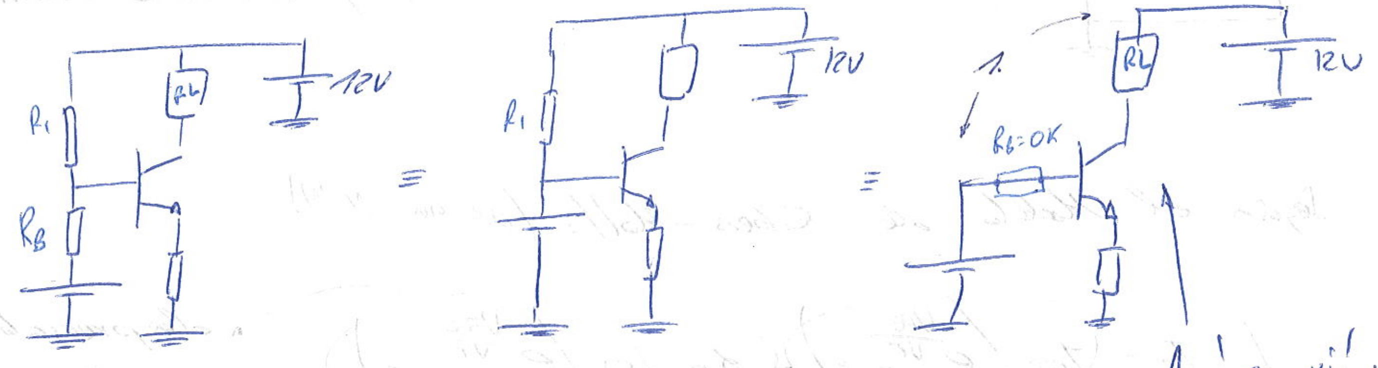
— $Z_o = ?$



$r_{dZ} = 0\Omega$ por ser ideal

$R_B = r_{dZ} // R_1 < r_{dZ}$

$V_{BB} = 4'7 + V_{CC} \dfrac{r_{dZ}}{r_{dZ} + R_1} > 4'7$



Aquí se vió:

$$Z_o = \frac{(r_{oe} + R_E)(h_{ie} + R_B) + r_{oe} \cdot R_E (h_{fe} + 1)}{h_{ie} + R_E + \underbrace{R_B}_{=0}}$$

$$\boxed{Z_o = 3'38\,M\Omega}$$

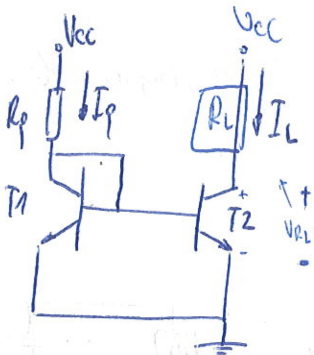
$Z_o \uparrow$ por $R_B \downarrow$

1. Al tener 2 fuentes de tensión R_1 es superflua:

4.2.2.2 Espejos de corrientes

Ventajas de los espejos:
- menor número de R's y de menor valor.
- mayor margen de tensiones de salida.
- permiten copiar corrientes y escalarlas.
- diseño más fácil y versátil.

1 Espejo de corriente básico



↑+ V_{RL} tensiones de Vcc hasta $V_{CET2\,SAT} \simeq 0'2V$

T1≡T2 Para conseguirlo
- se fabrican muy juntos.
- con la misma orientación.
- estructuras especiales: p. ej: centroide común

Según el Modelo de Ebers-Moll: (de un NPN)

$$\begin{cases} I_E = I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) - \alpha_R \cdot I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right) \\ I_C = \alpha_F \cdot I_{ES}\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}-1\right) - I_{CS}\left(e^{\frac{V_{BC}}{V_T}}-1\right) \end{cases}$$

→ despreciable pues $V_{BC} < 0$, V_{BC} ?? queda $\alpha_R \cdot I_{CS}$, $\alpha_R \simeq 0$

$\alpha_F \simeq 1 = 0'995$

tipo diodo

$\alpha_F \cdot I_E \rightarrow I_C \simeq \alpha_F I_E$

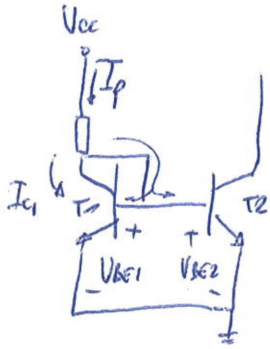
En activa:

$$\left.\begin{array}{l} e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \gg 1 \\ e^{\frac{V_{BC}}{V_T}} \ll 1 \\ \rightarrow 0 \end{array}\right\} \Rightarrow I_E \simeq I_{ES} \cdot e^{V_{BE}/V_T} \text{ con } \alpha_F \simeq 1, I_C \simeq \alpha_F I_E \simeq I_E$$

$$\boxed{I_C \simeq I_{ES} \cdot e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}}$$

$I_C = \beta \cdot I_B$

$\hookrightarrow I_B$ = corriente en diodo $= I_S\left(e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} - 1\right)$

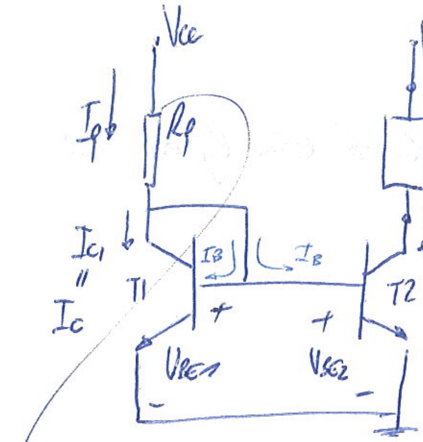


$\Rightarrow V_{BE1} = V_{BE2} \Rightarrow \boxed{I_{C1} = I_{C2}} = I_C \quad \begin{cases} I_{C1} = I_{ES1} \cdot e^{V_{BE1}/V_T} \\ \quad \parallel \\ I_{C2} = I_{ES2}\, e^{V_{BE2}/V_T} \end{cases}$

Espejo de corriente — pues T1 ≡ T2

Como: $I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{FE1}}$; $I_{B2} = \frac{I_{C2}}{h_{FE2}}$ } son iguales

$I_P = \underset{I_C}{I_{C1}} + I_{B1} + I_{B2} = I_C + \frac{I_C}{h_{FE}} + \frac{I_C}{h_{FE}} = I_C\left(1 + \frac{2}{h_{FE}}\right)$



$I_{C2} = I_C \equiv I_L$

$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}}$

$I_P = 2 I_B + I_C = I_C\left(1 + \frac{2}{h_{FE}}\right)$

$I_P = \underset{I_L}{I_C}\left(1 + \frac{2}{h_{FE}}\right)$

$$\boxed{I_L = \frac{I_P}{1 + \frac{2}{h_{FE}}}} \Leftarrow \text{ACT en ambos.}$$

$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$

$I_P = \frac{V_{RP}}{R_P} = \frac{V_{CC} - V_{BE_{ACT}}}{R_P}$ ($V_{BE_{ACT}} \approx 0.7$ V)

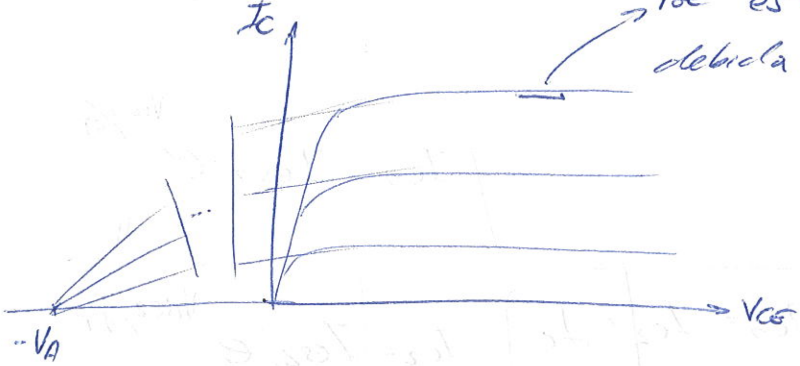
Obs: espejo por ser $I_L \simeq I_P$

I_L no depende de R_L a menos que T2 sature.

T1 siempre en activa pues $V_{CE} = V_{BE} \simeq 0'7$

- Impedancia de salida:

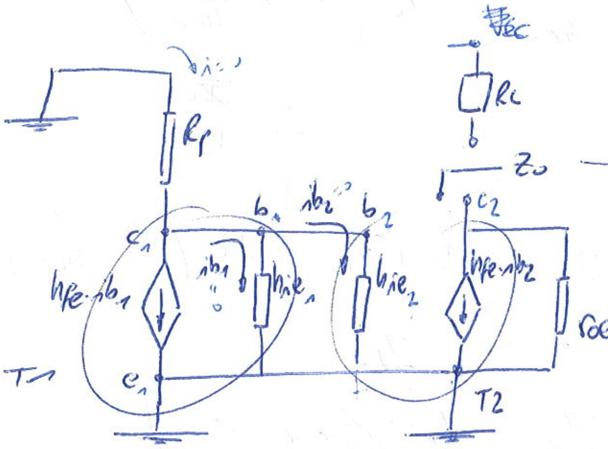
r_{oe} es debido al efecto Early.
debida al efecto Early.



↳ tensión de Early

Si $I_C \uparrow \Rightarrow$ la pendiente $\uparrow \equiv r_{oe} \downarrow$

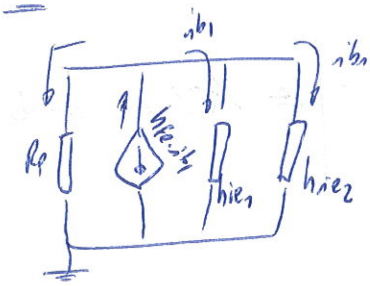
Circ. equivalente en pequeña señal:



→ $Z_o = r_{oe_2}$

→ Modela el efecto Early en T2

=



$i_{b_1} > 0 \Rightarrow V > 0$

$V = h_{ie_1} \cdot i_{b_1}$ ∦ situación

KCL: $i_{R_F} + h_{fe} \cdot i_{b_1} + i_{b_1} + i_{h_{ie_2}} = 0$

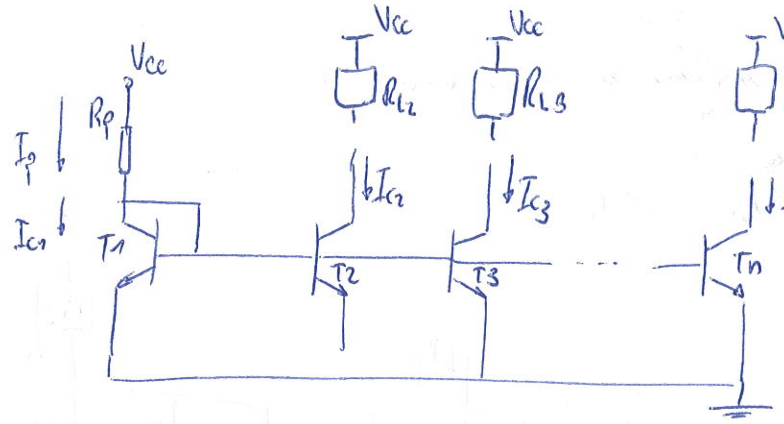
$$\frac{h_{ie_1} \cdot i_{b_1}}{R_F} + h_{fe} \cdot i_{b_1} + i_{b_1} + \frac{h_{ie_1} \cdot i_{b_1}}{h_{ie_2}} = 0$$

$i_{b_1}(+) = 0$

⇓

$i_{b_1} = 0$

Ventajas: – facilidad de extensión:



$V_{BE1} = V_{BE2} = \dots = V_{BEn}$

$I_{C1} = I_{C2} = \dots = I_{Cn}$

$I_P = I_{C1} + \underbrace{I_{B1} + I_{B2} + \dots + I_{Bn}}_{h_{FB}} \longrightarrow n I_B = n \frac{I_C}{}$

$I_{Ci} = I_{ESi} \cdot e^{V_{BEi}/V_T}$

↑ igual ∀ transistor

$I_{C1} \simeq I_C = I_L = \dfrac{I_P}{1 + \frac{n}{h_{FE}}}$ ⟹ si n es grande $I_L \neq I_P$

I_L será $< I_P$

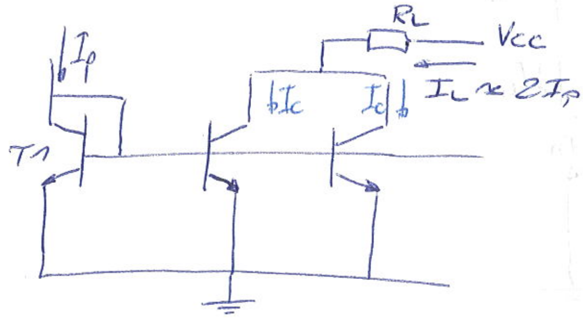
Para solucionarlo se conecta entre R_P y colector la base de un transistor el colector va a Vcc y el emisor a las bases.

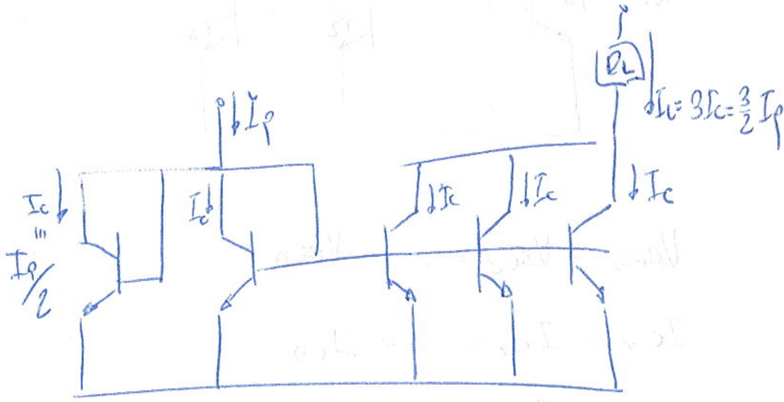
Ahora; $I_L = I_{C1} = \dfrac{I_P}{1 + \frac{n}{h_{FE}(h_{FEa}+1)}}$

↑ transistor acoplado.

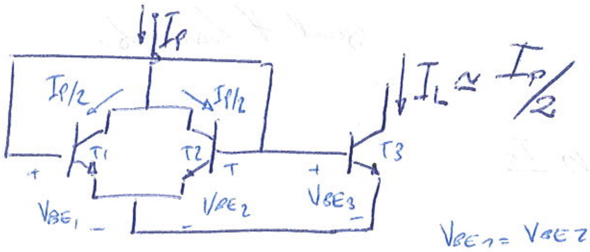
Facilidad de escalado

Multiplicar I_p por un número entero





División de I_p



$V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE3} \Rightarrow I_{C1} = I_{C2} = I_{C3} = I_C$

$I_C = I_{ES}\, e^{\frac{V_{BE}}{V_T}}$

- Inconvenientes del espejo

* $I_L \simeq I_p = \dfrac{V_{CC} - V_{BE}}{R_p}$ Depende de Vcc y T° por V_{BE}.

* $r_o \simeq V_{OE}$ relativamente baja.

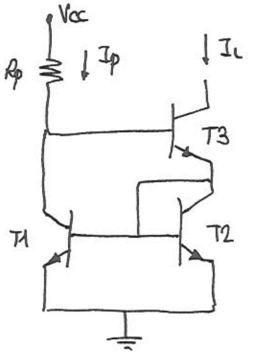
* No es válido para I_L pequeñas pues $R_p \uparrow\uparrow$

ej/ $I_L = 10\,\mu A$, $V_{CC} = 12V$. $\Rightarrow R_p = \dfrac{12V - 0'7}{10\,\mu A} = 1'13\,M$

Valores de Resis. $\sqrt{10}$

c) Espejo de corriente de Wilson: – Permite obtener mejores Z_o.
– Pero $I_L \simeq I_p$, sin mayor libertad.

- Estructura:



Supondremos $T1 \equiv T2 \equiv T3$

Donde $I_{B1} = I_{B2} = I_B$
$I_{C1} = I_{C2} = I_C$
↓
Pues $V_{BE_1} = V_{BE_2}$

- Relación $I_p - I_L$: $I_p = I_{C1} + I_{B3} = I_C + \frac{I_{C3}}{\beta}$, con $I_{C3} = I_L$ (*1)

Como: $I_{C2} + I_{B1} + I_{B2} = I_{E3} = I_{B3}(\beta+1) = \frac{I_{C3}}{\beta}(\beta+1)$, con $I_{C2} = I_C$, $I_{B1} + I_{B2} = 2I_B = \frac{I_C}{\beta}$

$$I_C\left(1 + \frac{1}{\beta}\right) = \frac{I_{C3}}{\beta}(\beta+1)$$
⇓
$$I_C = I_L \frac{(\beta+1)\beta}{\beta(\beta+2)}$$ ⟶ Substituyendo en *1:

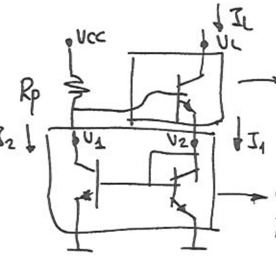
$$I_p = I_L\left[\frac{1}{\beta} + \frac{\beta+1}{\beta+2}\right]$$

$$\boxed{\frac{I_L}{I_p} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}}}$$

- Funcionamiento: $V_{CE_1} = V_{BE_2} + V_{BE_3} \simeq 1{,}4V$ Fijo apox. ⇒ $I_p = \frac{V_{CC} - 1{,}4}{R_p}$
$V_{CE_2} = V_{BE_2} \simeq 0{,}7$ Fijo apox

Así: V_{CE_1} y V_{CE_2} no varían apenas aunque varíe V_L. Las variaciones de V_L se absorben en V_{CE_3}.

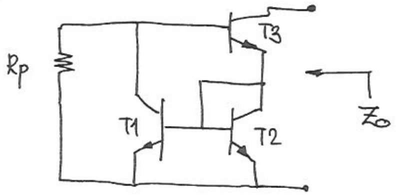
Hemos evitado la variación de I_L frente a variaciones de V_L adoptando una estructura del tipo:



⟶ Adapta la tensión V_L, o absorbe sus variaciones sin pérdidas (casi) de corriente: $I_L \simeq I_1$, dando V_2 fijo.

⟶ Copiador de corriente.
Nos fija $I_1 \simeq I_2$ si $V_2 \simeq$ cte lo hace bien

Impedancia de salida: El circuito equivalente en alterna es:



Por ser $I_{C1} \simeq I_{C2} \simeq I_{C3}$ y por ser $T_1 \equiv T_2 \equiv T_3$ podemos considerar que los parámetros en pequeña señal también coinciden.

Calculando:

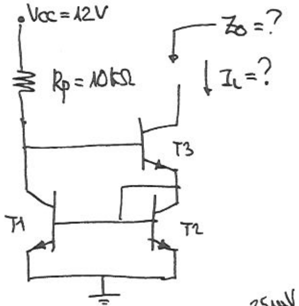
$$Z_o \simeq \frac{\left(\frac{h_{ie}}{h_{fe}+1} // h_{ie}\right)\left[h_{ie}\frac{h_{ie} + R_p//r_{oe}}{h_{ie} + h_{fe}(R_p//r_{oe})} + h_{fe} r_{oe}\right]}{h_{ie} \cdot \frac{h_{ie} + R_p//r_{oe}}{h_{ie} + h_{fe}(R_p//r_{oe})} + \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1} // h_{ie}} + r_{oe}$$

Aprox: $\frac{h_{ie}}{h_{fe}+1} // h_{ie} \simeq \frac{h_{ie}}{h_{fe}}$
$h_{fe}(R_p//r_{oe}) \gg h_{ie}$
etc

$$\Rightarrow \boxed{Z_o \simeq h_{fe} \cdot r_{oe} \frac{R_p//r_{oe}}{h_{ie} + 2(R_p//r_{oe})}}$$

El orden de magnitud de Z_o será $\boxed{\frac{h_{fe} r_{oe}}{2}}$ si $R_p//r_{oe} \gg h_{ie}$, así Z_o se ha mejorado en $h_{fe}/2$ respecto el espejo de corriente normal.

*Ej:



$h_{fe} = 100$ $h_{ie} \simeq \frac{V_T}{I_{BQ}}$
$h_{FE} = 100$ $V_{BE} \simeq 0{,}7V$

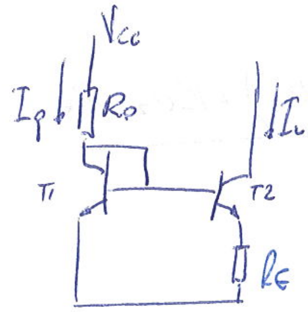
1) $I_L \simeq I_p = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R_p} = 1{,}06 mA$

la fórmula: $I_L = \frac{I_p}{1 + \frac{2}{\beta^2 + 2\beta}}$ introduce poco cambio.

2) $Z_o = ?$ $h_{ie} = \frac{V_T}{I_{BQ}} = 2{,}36 k\Omega$ ∀ Transistor.
($V_T = 25 mV$; $I_{BQ} = \frac{I_{CQ}}{h_{FE}}$, $I_{CQ} = 1{,}06 mA$, $h_{FE} = 100$)

Z_o nos daría entre $4{,}4 M\Omega$ y $5 M\Omega$ en función de la expresión escogida de las 3 vistas.

2/ Fuente de corriente logarítmica o de Widlar



Ventajas:

- Obtener I_L bajas con R_p moderadas sin necesidad de usar muchos BJT's.
- Aumento de Z_o.

Se verifica: $V_{BE1} = V_{BE2} + V_{RE}$ si T_2 en activa

$V_{RE} = I_{E2} \cdot R_E \simeq I_L$

$V_{BE1} = V_{BE2} + I_L \cdot R_E$

Por estar ambos transistores en activa $\left\{ \begin{array}{l} I_{C1} \simeq I_{ES1} \cdot e^{V_{BE}/V_T} \\ I_{C2} \simeq I_{ES2} \cdot e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}} \end{array} \right\} \Rightarrow$

$\Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} V_{BE1} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{ES1}} \\ V_{BE2} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES2}} \end{array} \right\} \Rightarrow$ Sustituyendo,

$$V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{ES1}} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES2}} + I_L \cdot R_E \quad (I_{C1} \simeq I_P,\ I_{C2} \simeq I_L)$$

$$V_T \cdot \ln \frac{I_P}{I_{ES1}} - V_T \ln \frac{I_L}{I_{ES2}} = I_L R_E$$

$$V_T \cdot \ln \left(\frac{I_P}{I_L} \cdot \frac{I_{ES2}}{I_{ES1}} \right) = I_L \cdot R_E \Rightarrow V_T \cdot \ln \frac{I_P}{I_L} = I_L \cdot R_E \Rightarrow \boxed{R_E = \frac{V_T}{I_L} \cdot \ln \frac{I_P}{I_L}}$$

$\boxed{T_1 \equiv T_2} \Rightarrow I_{ES2} \equiv I_{ES1}$

obs

$R_E = 0 \Rightarrow$ Se recupera el espejo pues queda $I_P = I_L$

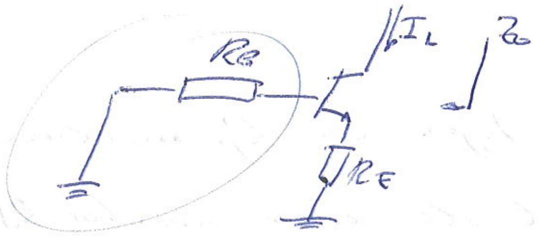
$0 = R_E = \frac{V_T}{I_L} \cdot \ln \frac{I_P}{I_L} = 0$

$\ln \left(\frac{I_P}{I_L} \right) = 0 \Rightarrow I_P = I_L$ (con $\frac{I_P}{I_L} = 1$)

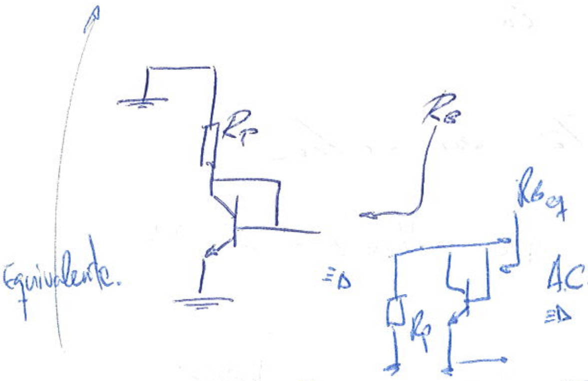
$\left. \begin{array}{l} R_E \neq 0 \\ R_E > 0 \\ I_L > 0 \end{array} \right\} \ln \frac{I_P}{I_L} > 0 \Rightarrow \boxed{I_P > I_L}$

- $Z_o = ?$

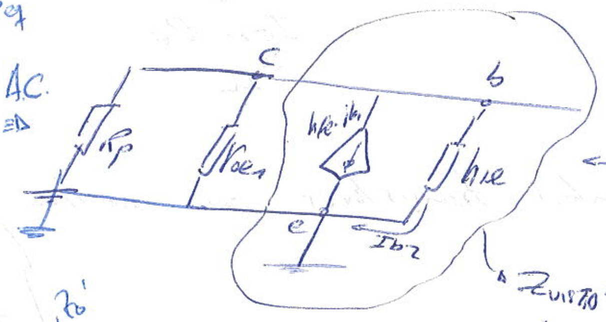
Identificar con:



$$Z_o = \frac{(r_{oe2}+R_E)(h_{ie2}+R_B)+r_{oe2}\cdot R_E}{h_{ie2}+R_B+R_E}$$



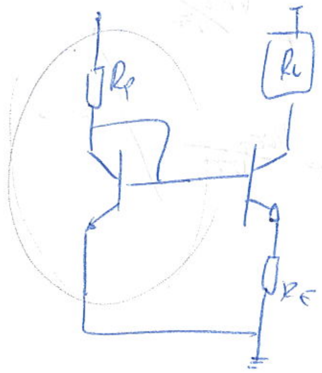
Circuito equivalente en A.C.

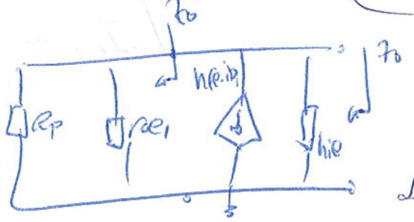


Z vista.

$Z_{vista} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}$

$Z = R_B = R_P // r_{oe1} // \frac{h_{ie1}}{h_{fe}+1}$





Se suele aproximar:

$Z = R_P // \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}$

$R_B = Z_o' // (X)$

$Z_o' = R_P // r_{oe}$

Sustituyendo en la fórmula de Z_o:

$$Z_o = \frac{(r_{oe}+R_E)\left(h_{ie2}+R_P // \frac{h_{ie1}}{h_{fe1}+1}\right)+r_{oe}\cdot R_E\,(h_{fe2}+1)}{h_{ie2}+R_P // \frac{h_{ie1}}{h_{fe1}+1}+R_E}$$

Tener en cuenta que $\begin{cases} h_{ie1} \neq h_{ie2} \\ h_{fe1} \neq h_{fe2} \\ r_{oe1} \neq r_{oe2} \end{cases}$ Por depender fuertemente de I_{CQ} y $I_L \neq I_P$ → $I_{CQ1} \neq I_{CQ2}$

obs

$I_{CQ}\downarrow$

$h_{ie}\uparrow\uparrow$

$h_{fe}\downarrow$

$r_{oe}\uparrow\uparrow$

$$(X) = \frac{V_{test}}{i_{test}} = \frac{V_{test}}{\frac{V_{test}}{h_{ie}} + \frac{V_{test}\,h_{fe}}{h_{ie}}} = \frac{h_{ie}}{h_{fe}+1}$$

Aproximaciones

1) $R_p \parallel \frac{hie_1}{hfe+1} << hie_2$ pues $\begin{cases} hie_1 \simeq \frac{V_T}{I_{BQ1}} = \frac{V_T\, h_{FE1}}{I_{CQ1}} \quad (I_{CQ1} = I_p) \\ hie_2 \simeq \frac{V_T}{I_{BQ2}} = \frac{V_T \cdot h_{FE2}}{I_L} \end{cases}$

Vemos también que $hie_1 < hie_2$ ya que $I_p > I_L$

2) $hfe_2 >> 1$

espejo Wilden

La fórmula nos queda:

$$Z_0 \simeq \frac{(r_{oe2} + R_E)\, hie_2 + r_{oe2} \cdot R_E \cdot hfe_2}{hie_2 + R_E}$$

Ejemplo

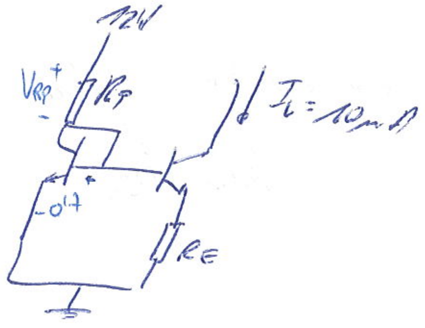
$V_{CC} = 12V$

$I_L = 10\mu A$

$R_p = ?$

$R_E = ?$

$Z_0 = ?$



Tomamos $I_p = 1mA$ (Porque queremos) $\quad V_{RP} = 12 - 0'7$

$R_p = \frac{12 - 0'7}{1mA} = 11'3\,K$ ($V_{CC} = 12$; $0'7 = V_{BEACT}$; $1mA = I_p$; $11'3\,K = 11300\,\Omega$)

$R_E = \frac{V_T}{I_L} \cdot \ln \frac{I_p}{I_L} = 11'5\,K\Omega$ ($I_L = 10\mu A$)

Sustituyendo en la fórmula → $Z_0 = 2M\Omega >> r_{oe} = 100K$

$r_{oe} = 100K$
$hie_2 = 10K$
$h_{FE2} = 50$

⟹ Datos que nos dan.

obs

$Z_0 >> r_{oe2}$

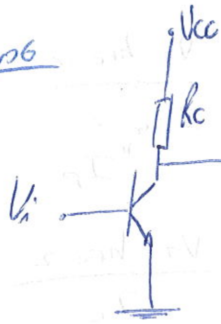
$2M\Omega >> 100K$

4.2.2.3 Aplicaciones de las fuentes

Polarización de una etapa amplificadora

$\Delta V = -\frac{I_C R_C}{V_T} = -g_m R_C$ $A_V < \frac{V_{CC}}{V_T}$

Ejemplo



Vimos:

$A_V = \frac{V_o}{V_i}\Big|_{\text{en peq. señal}}$

$$\Delta V = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{h_{ie}} = -\frac{h_{fe} \cdot R_C}{\frac{V_T}{I_{CQ}/h_{FE}}} = -\frac{I_{CQ} \cdot R_C}{V_T} \; (*)$$

$$h_{ie} \simeq \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{V_T}{I_{CQ}/h_{FE}} \simeq \frac{V_T}{I_{CQ}/h_{fe}}$$

$(*) = -g_m \cdot R_C$

$g_m = \frac{I_{CQ}}{V_T}$ transconductancia de un BJT $\left(= -\frac{\Delta I_C}{\Delta V_B}\right)$

Para $|\Delta V| \uparrow \Rightarrow \underbrace{I_{CQ} \cdot R_C}_{V_{RC}} \uparrow$ Valor máximo es V_{CC} (1) $< V_{CC}$

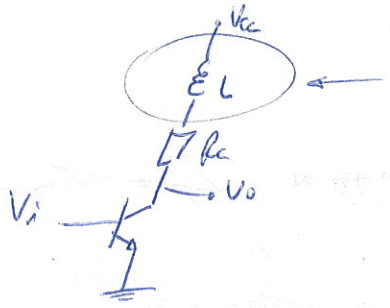
(1) así $|\Delta V|_{max} < \frac{V_{CC} - V_{CESAT}}{V_T}$ límite

BJT: $g_m = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}}$

MOS: $g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}}$ → gran señal.

Podemos conectar $I_{CQ} \cdot R_C$

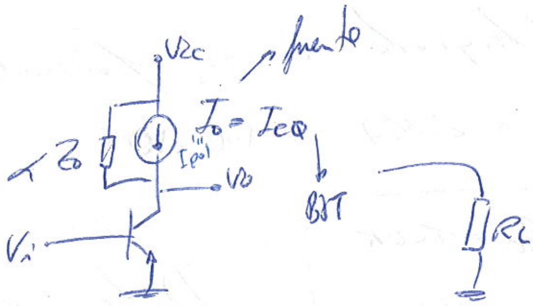
↙ Valor DC. ↘ Valor A.C.



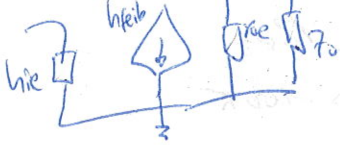
1/ Añadir $L \Rightarrow I_{CQ}$ queda igual

$R_C \to \infty$ en análisis A.C.

2/



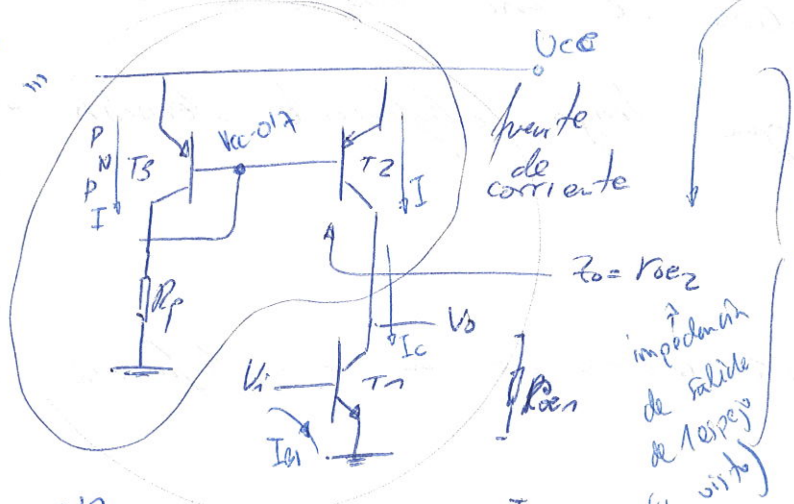
$$A_V = -\frac{I_{pol} \cdot r_{oe} \| Z_o}{V_T}$$



Ejemplo:

Usando un espejo sencillo

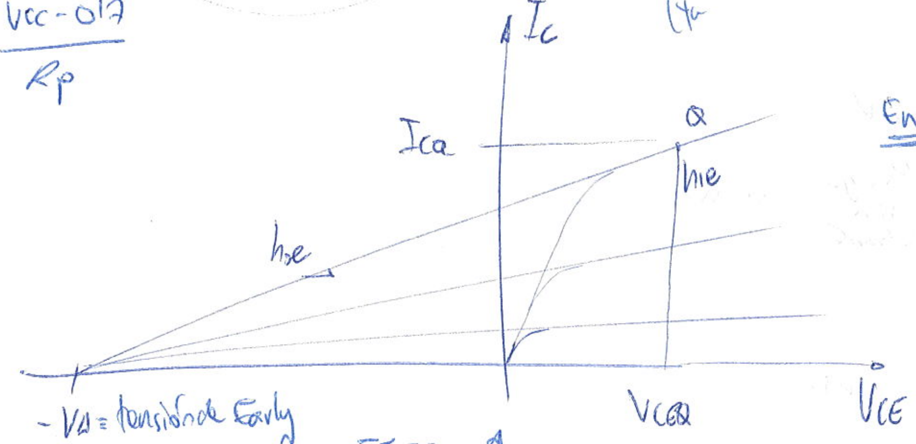
antes debíamos poner $R_C // R_{oe1} \simeq R_C$



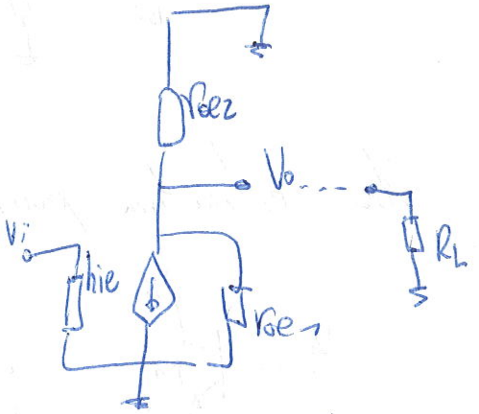
$$\Rightarrow |\Delta v| = -\frac{h_{fe}(r_{oe1} // r_{oe2})}{h_{ie}}$$

Espejo corriente: I_{CQ} en T1 $\simeq$ I_{CQ} en T2

$$I = \frac{V_{CC} - 0.7}{R_P}$$



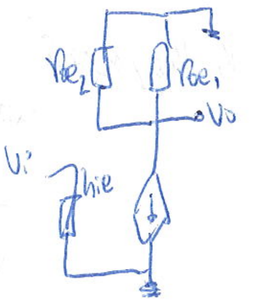
En AC:



$$r_{oe} = \frac{1}{h_{oe}} \simeq \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

$$r_{oe} = \frac{1}{h_{oe}} = \frac{1}{\frac{I_{CQ}}{V_{CEQ} + V_A}} \simeq \frac{V_A}{I_{CQ}}$$

h_{oe} → pendiente de h_{oe} $= \frac{\Delta y}{\Delta x} = \frac{I_{CQ}}{V_{CEQ} + V_A} \simeq \frac{I_{CQ}}{V_A} = \frac{1}{r_{oe}}$



$$|\Delta v| = -\frac{I_{CQ}}{V_T}(r_{oe1} // r_{oe2}) = -\frac{V_{A1} // V_{A2}}{V_T}$$

(V_A de T1)

$$\frac{h_{fe}}{h_{ie}} \simeq \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

$$\left(\frac{V_{A1}}{I_{CQ1}} // \frac{V_{A2}}{I_{CQ2}}\right)$$

I_{CQ1} → I_{CQ}, I_{CQ2} → I_{CQ}

$$V_{A1} // V_{A2} = \frac{V_{A1} \cdot V_{A2}}{V_{A1} + V_{A2}}$$

$$h_{ie} = \frac{V_T}{I_{BQ}}$$

$$\frac{h_{fe}}{h_{ie}} = \frac{h_{fe}}{\frac{V_T}{I_{BQ}}} = \frac{h_{fe} \cdot I_{BQ}}{V_T} = \frac{I_{CQ}}{V_T}$$

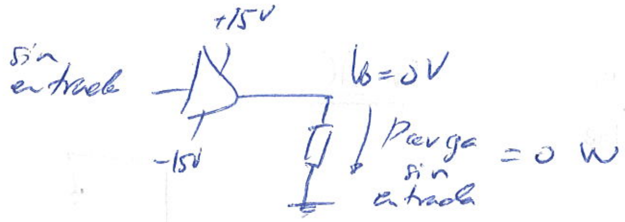
Δv vuelve a estar limitada, pero es mayor a usar R_C.

4.2.3 Cambiadores de nivel en continua

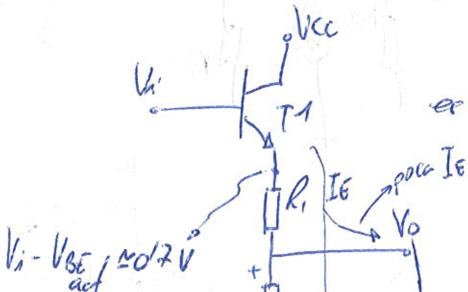
Interés: Conectar la salida de una etapa a la entrada de otra etapa que tenga diferente tensión en el punto de trabajo.

(Centrar)

- Conectar la tensión de salida de un amplificador en un valor determinado:



Una estructura posible es:



es un colector común $\Delta V \lesssim 1$

$\frac{V_o}{V_i} \lesssim 1$

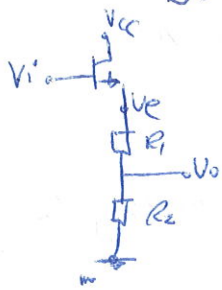
$$V_o = -V_{EE} + \underbrace{I_{R_2}}_{I_E} \cdot R_2 = \overbrace{R_2 \frac{V_i - V_{BE_{act}} + V_{EE}}{R_1 + R_2} - V_{EE}}^{V_{R2}} \equiv V_o$$

$$I_E = \frac{V_i - V_{BE_{act}} - (-V_{EE})}{R_1 + R_2}$$

V_o, V_i, V_{CC}, V_{EE} (↑ DATOS) $\Rightarrow$ $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$?? incognita. → parámetro de diseño

(V_o deseado)

Atenuación:



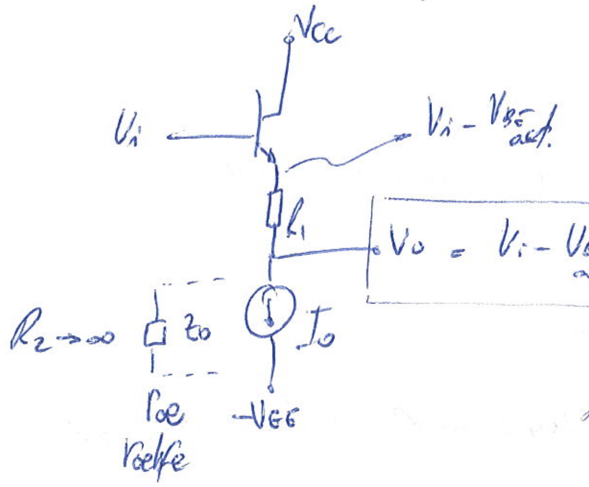
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_e} \cdot \frac{V_e}{V_i} \simeq \frac{R_2}{R_1+R_2}$$

$$\frac{R_2''}{R_1+R_2}$$

↳ Av de un colector común $A_v \simeq 1$

La señal sufre una atenuación fija según el cambio de nivel y mayor según sea el cambio

- Solución: usar fuente de I:

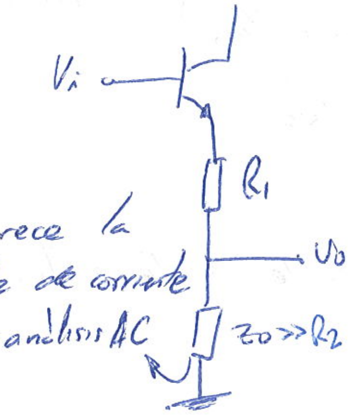


$$V_o = V_i - V_{BE_{act}} - I_o \cdot R_1$$

cte. pues $I_E = I_o = cte.$

fija el cambio de nivel

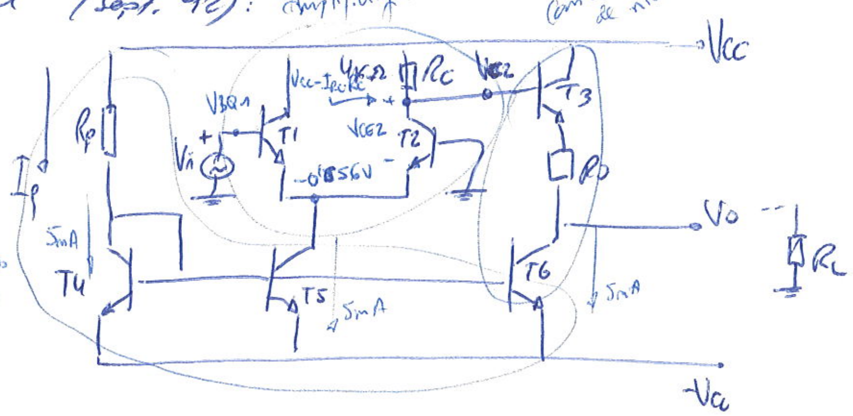
Para obtener Av usamos el modelo A.C



No aparece la fuente de corriente por ser análisis AC

$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = \frac{V_o}{V_e} \cdot \frac{V_e}{V_i} \simeq \frac{Z_o /\!/ R_L}{R_1 + Z_o /\!/ R_L} \simeq 1$$

- Ejemplo de aplicación de fuentes de corriente y cambiadores de nivel (Sept. 92): Amplif. diferencial



Datos: BJT idénticos

$$I_C = I_{ES} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$$

$I_{ES} = 0'01\ pA$

$h_{FE} = 100$

a/ $R_p = ?$ para $I_p = 5mA$

$V_{BE4} = 673 mV$

$$\boxed{R_p = \frac{V_{cc} - (-V_{cc} + V_{BE4_{act}})}{I_p}}$$

$I_{C4} \approx 5mA = 0'01pA \, e^{\frac{V_{BE4}}{V_T}}$

exactamente $I_{C4} = 5mA - 3 \frac{5mA}{h_{FE}}$

I_B en T4, T5 y T6

$$\boxed{= 5'86 K\Omega}$$

b/ $R_o = ?$ Para $V_{o_{DC}} = 0V$ si $V_i = 0V$ en DC

Buscando: $R_o = \frac{V_{Ro}}{I_{Ro}} = \frac{V_{E3} - 0}{5mA}$ ($0 = V_{o_{DC}}$; $I_{Ro} = 5mA$)

$I_{Ro} = I_{E3} = I_{C6} = I_p = 5mA$

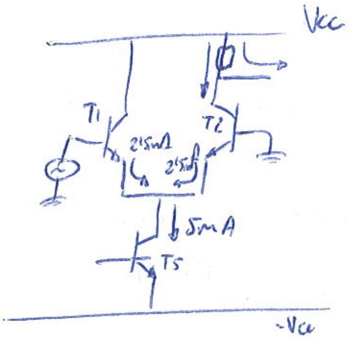
Hallaremos $V_{E3} = V_{B3} - V_{BE_{act3}} = V_{C2} - 0'673V$

($V_{B3} = V_{C2}$; $V_{BE_{act3}} = 0'673V$ pues $I_{C3} = I_{C4} = 5mA \Rightarrow V_{BE} = 0'673V$)

Hallaremos $V_{C2} = V_{cc} - I_{CQ2} \cdot R_c$ ($V_{cc} = 15V$, $R_c = 4K\Omega$) → para ser exactos: $R_c(I_{CQ2} + I_{B3})$, con $I_{CQ2} + I_{B3} = I_{RC}$; $I_{B3} = \frac{5mA}{h_{FE} = 100}$!!!

Hallaremos I_{CQ2}

$\simeq I_{EQ2} = \frac{I_{CQ5}}{2} = 2'5mA$ ($I_{CQ5} = 5mA$) pues $V_{BEQ1} = V_{BEQ2} \Rightarrow I_{E1} = I_{E2} = I_{C5}/2$



$$\boxed{R_o = 865 \Omega}$$

c/ obtener todos los V_{CEQ} de los BJT

$V_{EC1} = V_{CC} - V_{E1} = V_{CC} - (V_B - V_{BE\,act}) = 15 + V_{BEact} = 15'656V$

$V_{CE1} = V_{CC} - V_{BE1}$; $V_{CC} = 15$, $V_{BE1} = 0'656$??

$2'5mA = 0'01pA \, e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}}$

$V_{BE1} = 0'656V$

$V_{CE2} = V_{CC} - I_{RC} R_C - (-V_{BE2}) = 5'656V$; $V_{CC} = 15$, $I_{RC} = 2'5mA$, $R_C = 4K\Omega$, $V_{BE2} = 0'656V$

$V_{CE3} = V_{CC} - (V_O + I_{E3} \cdot R_E)$; $V_{CC} = V_{C3}$, $V_O = \phi V$, $I_{E3} = 5mA$, $R_E = 865\Omega$

$V_{E3} = V_{CC} - I_{RC} R_C - 0'673$; $V_{CC} = 15V$, $I_{RC} = 2'5mA$, $R_C = 4K\Omega$, $0'673 = V_{BE3}$

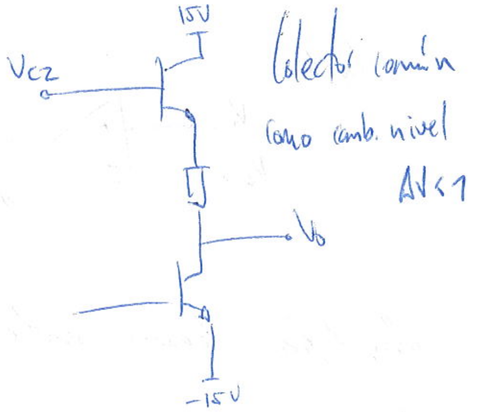
o bien $= I_{RC} \cdot R_C + V_{BE3} = 10'67V$

$V_{CE4} = V_{BE4} = 0'673V$

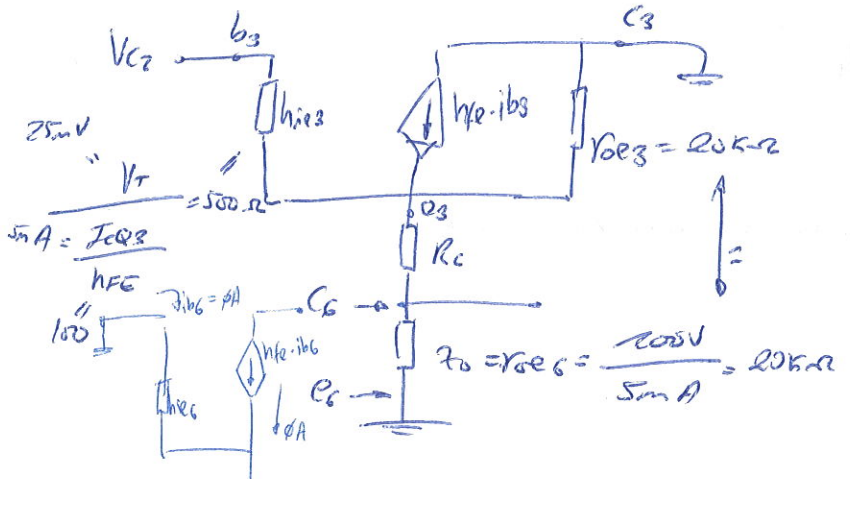
$V_{CE5} = V_{BE1} - (-V_{CC}) = 14'344V$; $V_{BE1} = -0'656$ $\Rightarrow$ $V_{CE5} = V_{C5} - V_{E5} = -0'656 - (-15)$

$V_{CE6} = 0 - (-V_{CC}) = 15V$; $0 = V_O$, $V_{CC} = 15$

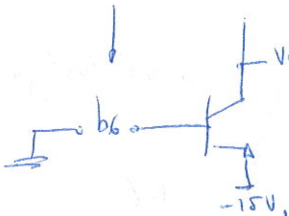
d/ Hallar $\frac{V_O}{V_{B2}}$ sabiendo: $h_{fe} = 200$, $h_{ie} = \frac{V_T}{I_{BQ}}$, $r_{oe} = \frac{V_A}{I_{CQ}}$, $V_A = 100V$



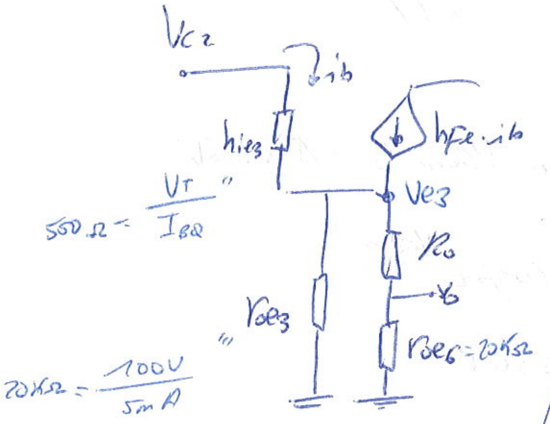
El circuito equivalente en A.C:



en AC no llega señal. equivale a toma de Tierra



Espejos de corriente solo funcionan en DC.



$$r_{oe6} = \frac{100V}{I_{CQ}} = \frac{100V}{5mA} = 20k\Omega$$

$$\frac{V_{e3}}{V_{c2}} = \frac{(h_{fe}+1)\,i_b\,[r_{oe3} \| (R_o + r_{oe6})]}{i_b h_{ie3} + (h_{fe}+1)\,i_b\,[r_{oe3} \| (R_o + r_{oe6})]} = 0'9995$$

(denominador $= V_{hie3} + V_{e3}$)

$$h_{ie3} = \frac{V_T}{I_{BQ3}} = \frac{V_T}{\frac{I_{CQ3}}{h_{FE3}}} = \frac{25mV}{\frac{5mA}{100}} = 500\Omega$$

$$\boxed{\frac{V_o}{V_{c2}} = \frac{V_o}{V_{e3}} \cdot \frac{V_{e3}}{V_{c2}} = 0'958}$$

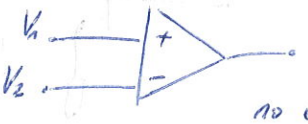
$\frac{V_o}{V_{e3}}$ = AV del CC. ; $\frac{V_{e3}}{V_{c2}}$ = divisor tensión

$$\frac{r_{oe6}}{r_{oe6} + R_o} = 0'9585$$

4.3 Amplificador diferencial

4.3.1 Introducción

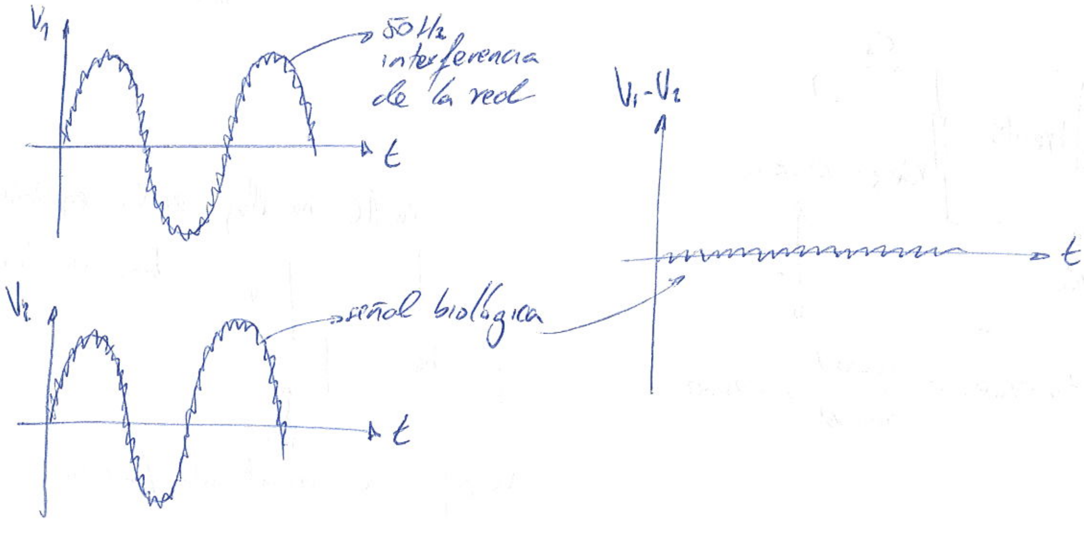
símbolo



$V_o = A(V_1 - V_2)$

A: no es ∞, $A > 0$; $(V_1 - V_2)$: diferencia

Amplifica tensión entre 2 puntos : tensión relativa.



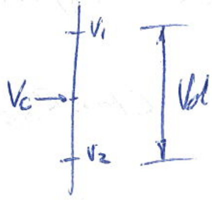
En la práctica, el A. Dif. no es ideal:

No $V_0 = A(V_1 - V_2)$

Si $V_0 = A_1 V_1 + A_2 V_2 = A V_1 - A' V_2$ $\quad A' \simeq A$, $A_2 \simeq A_1$ } Pero no son iguales.

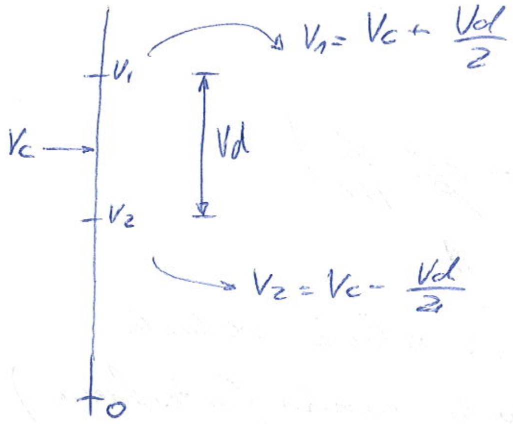
$\hookrightarrow A_2 < 0$

$\hookrightarrow$ no idealidad $\Rightarrow$ para estudiarlo $\Rightarrow$ introducir variables.



Tensión diferencial $\equiv V_d = V_1 - V_2$

Tensión (o señal) en modo común $\equiv V_c \equiv \dfrac{V_1 + V_2}{2}$ ← media



Ideal: $V_0 = A(V_1 - V_2) = A\,V_d$ No depende de V_c

Real: $V_0 = A_1 V_1 + A_2 V_2 = A_1\left(V_c + \frac{V_d}{2}\right) + A_2\left(V_c - \frac{V_d}{2}\right) = \underbrace{(A_1 + A_2)}_{\text{pequeño}} V_c + \underbrace{\left(\frac{A_1 - A_2}{2}\right)}_{\text{grande}} V_d$

($A_2 < 0$; $A_2 \simeq -A_1$)

pequeño $\equiv A_c$ ← Ganancia en modo común

grande $\equiv A_d$ ← Ganancia en modo diferencial

En la salida hay componente debido a tens. difer. y tens. en modo común.

$V_0 = A_c V_c + A_d V_d$

Para cuantificar la calidad del A. Dif.:

Relación de rechazo en modo común $\equiv CMRR \equiv \frac{Ad}{Ac} \equiv \rho$

↳ Common mode rejection ratio

Se suele expresar en dB.

$$CMRR_{dB} = 20 \log CMRR_{lineal}$$

20 → por trabajar con tensiones

$CMRR_{lineal} \equiv \rho$

(si trabajáramos con potencias ≡ ruido sería 10 en lugar de 20)

$$V_o = Ac\,Vc + Ad\,Vd$$

$$V_o = Ad\,Vd\left(1 + \frac{Ac\,Vc}{Ad\,Vd}\right) = Ad\,Vd\left(1 + \frac{1}{\rho}\frac{Vc}{Vd}\right)$$

$\frac{1}{\rho}\frac{Vc}{Vd}$ → fracción de salida debida al modo común (interferencia...)

ej: medir: $Vd = 1\mu V$ donde ruido: $Vc = 1V$

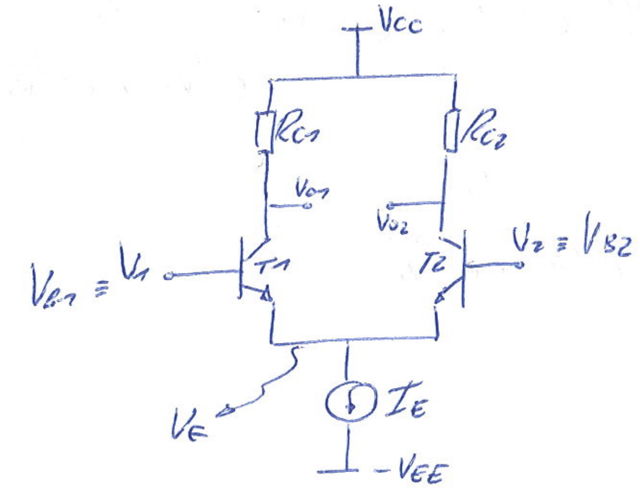
buena $V_o \Rightarrow \frac{1}{\rho}\frac{Vc}{Vd} \ll 1$

$$\frac{1}{\rho}\frac{1V}{1\mu V} \ll 1 \Rightarrow \rho \gg 10^6 = 120\,dB$$

si exigimos $\rho \geq 10^6 \cdot 100 = 10^8 = 160\,dB$ (≡ rechazo común algo elevado)

4.3.2 Curva de transferencia

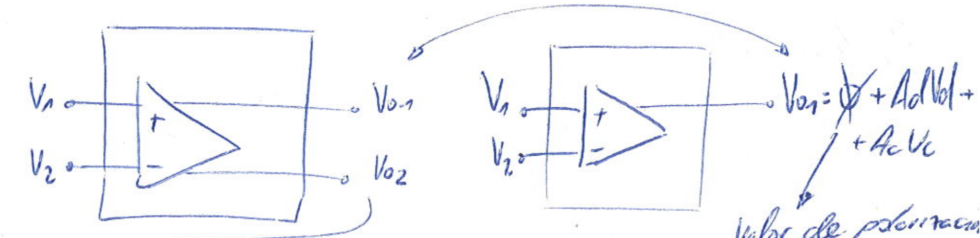
Circuito con BJT:



Par diferencial.

Simetría ideal ⇒ $R_{C1} = R_{C2}$
$T_1 = T_2$

⇒ Podemos coger la salida que se prefiera o ambas.



$V_{o1} = \phi + A_d V_d + A_c V_c$ → Valor de polarización

$V_{o2} = \phi - A_d V_d + A_c V_c$

↳ Con las 2 salidas, el valor de polarización es igual.

Análisis

$$I_o = I_{E1} + I_{E2} = I_{ES}\, e^{\frac{V_{B1} - V_E}{V_T}} + I_{ES}\, e^{\frac{V_{B2} - V_E}{V_T}} =$$

$$I_E = I_{ES}\left(e^{V_{BE}/V_T} - 1\right)$$

(el -1 es) despreciable en activa pues $V_{BE} \simeq 0'7\,V \gg V_T$

$T_1 = T_2 \Rightarrow I_{E1} = I_{E2} = I_{ES}$

fact. común e^{V_E/V_T}

$$= I_{ES}\, e^{-\frac{V_E}{V_T}}\left(e^{\frac{V_{B1}}{V_T}} + e^{\frac{V_{B2}}{V_T}}\right) \Rightarrow I_{ES}\, e^{-\frac{V_E}{V_T}} = \frac{I_o}{e^{V_{B1}/V_T} + e^{V_{B2}/V_T}}$$

Considera las entradas (Tensiones) ↳ Tensión de emisor en función de entradas

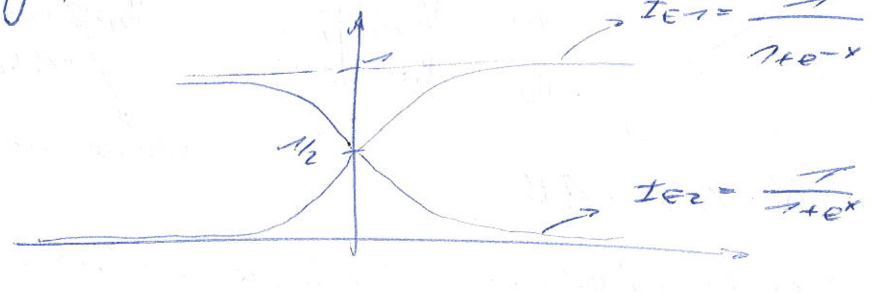
Podremos hallar I_{E1}, I_{E2} en función de las tensiones de entrada:

$$I_{E1} = I_E\, e^{\frac{V_{B1}-V_E}{V_T}} = I_{ES}\, e^{-\frac{V_E}{V_T}} e^{\frac{V_{B1}}{V_T}} = e^{\frac{V_{B1}}{V_T}} \frac{I_0}{e^{\frac{V_{B1}}{V_T}} + e^{\frac{V_{B2}}{V_T}}} =$$

Analogamente $I_{E2} = e^{\frac{V_{B2}}{V_T}} \dfrac{I_0}{e^{\frac{V_{B1}}{V_T}} + e^{\frac{V_{B2}}{V_T}}} = \longrightarrow =$ $\Rightarrow$

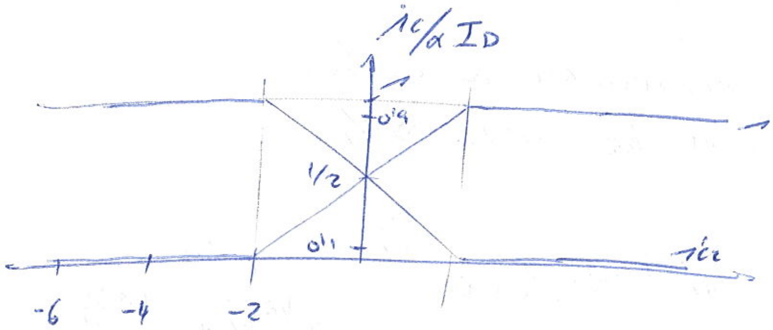
$$\Rightarrow \begin{cases} = \dfrac{I_0}{1 + e^{\frac{V_{B2}-V_{B1}}{V_T}}} & \frac{V_{B2}-V_{B1}}{V_T} \to -V_d \\[2ex] = \dfrac{I_0}{1 + e^{\frac{V_{B2}-V_{B2}}{V_T}}} & \to V_d \end{cases}$$

Graficamente



$$i_{C1} \simeq \alpha\, i_{E1} = \frac{\alpha I_0}{1 + e^{\frac{V_{B2}-V_{B1}}{V_T}}} = \alpha I_0 \frac{1}{1+e^{-x}} \longrightarrow x = \frac{V_{B1}-V_{B2}}{V_T}$$

$$i_{C2} \simeq \alpha\, i_{E2} = \frac{\alpha I_0}{1 + e^{\frac{V_{B1}-V_{B2}}{V_T}}}$$



Obs

1. si $V_{B1} = V_{B2} = V_{d} = 0$ (tensión diferencial) $\Rightarrow i_{c1} = i_{c2} = \frac{\alpha I_0}{2} \simeq \frac{I_0}{2}$

2. $|V_d|$ pequeño $\Rightarrow$ ic's son lineales respecto V_d
(entre -2 y 2)
$\Rightarrow$ Por tanto margen de linealidad: $\frac{V_d}{V_T} < 2$
$|V_d| < 50\,mV$.

3. $|V_d|$ grande $\Rightarrow$ recorte $\Rightarrow$ Ampl. dif. es buen recortador
$\hookrightarrow > 50\,mV$ hay recorte o SAT del par diferencial.

4. i_{c1}, i_{c2} no dependen de la tensión común en las entradas V_{B1}, V_{B2} por simetría ~~lineal~~ ideal.
no dependen de $\frac{V_{B1} + V_{B2}}{2}$

$\Rightarrow$ En la zona de linealidad $|V_d|$ pequeñas

la pendiente $\equiv$ transconductancia efectiva del Ampli diferencial $\equiv g_m$ ef. (eficaz) $\equiv \left.\frac{\partial i_{c1}}{\partial V_d}\right|_{V_d=0} = \frac{\alpha I_0}{4 V_T}$ ↑

PENDIENTE CARACTERÍSTICA $\equiv \left.\frac{\partial i_c}{\partial V_d}\right|_{V_d=0} \equiv g_{m\,ef}$

para el $T_2 \Rightarrow \left.\frac{\partial i_{c2}}{\partial V_d}\right|_{V_d=0} = \frac{-\alpha I_0}{4 V_T}$ ↑ $\Rightarrow$ hay una inversión de fase (desfase 180°)

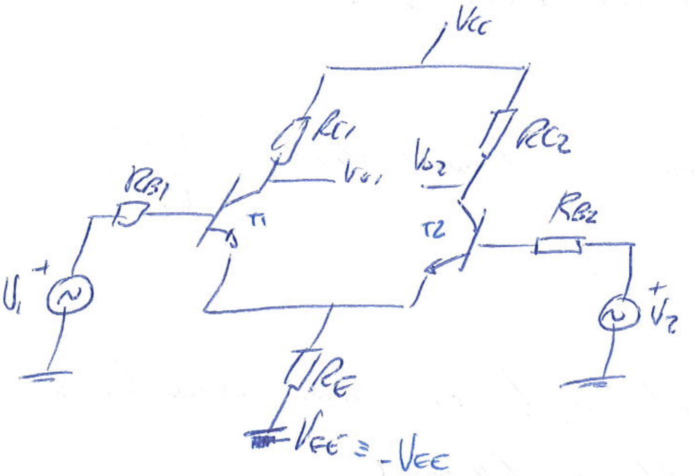
INVERSIÓN DE FASE $\equiv$ DESFASE DE 180°

* Obs g_m = amplificación

$g_{m\,ef}$ es proporcional a $\alpha I_0 \Rightarrow$ Ganancia Controlable.

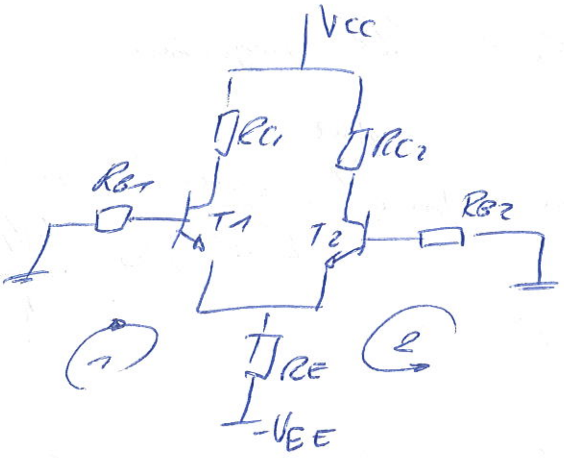
4.8.3 Modelo en pequeña señal: ganancias, impedancias y CMRR

Circuito a considerar:



- Análisis en DC (continua) — suponemos $T1 \equiv T2$ y $V_{1Q} = V_{2Q}$ Valor medio en las entradas.

Eliminamos las 2 entradas y lo demás queda igual



$I_0 = 2 I_E$

KVL 1: $I_{B1} \cdot R_1 + V_{BE1} + (I_{E1} + I_{E2}) \cdot R_E - V_{EE} = 0$

KVL 2: $I_{B2} \cdot R_2 + V_{BE2} + I_0 R_E - V_{EE} = 0$

$I_B \cdot R_B + V_{BE} + I_0 R_E - V_{EE} = 0$

Por simetría $I_{B1} = I_{B2} = I_B$

$R_{B1} = R_{B2} = R_B$

$T_1 \equiv T_2 \Rightarrow I_{B1} = I_{B2}$ y $V_{B1} = V_{B2}$

por simetría

$I_0 = 2 I_E$ ⟹ Sustituyendo

⟶ $I_{EQ} = I_{BQ} (h_{FE} + 1)$

$I_{BQ} R_B + V_{BEQ} + 2 I_{BQ} (h_{FE} + 1) R_E - V_{EE} = 0$

Dando: Aislando I_{BQ}

$$I_{BQ} = \frac{V_{EE} - V_{BEQ}}{R_B + 2R_E(h_{FE}+1)}$$

$$I_{CQ1} = I_{CQ2} = I_{BQ} \cdot h_{FE} \simeq \frac{V_{EE} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{h_{FE}} + R_E 2}$$

si $h_{FE} \gg 1$

$$I_o \simeq 2 I_{CQ} \simeq \frac{V_{EE} - V_{BEQ}}{\frac{R_B}{2h_{FE}} + R_E}$$

$I_o = 2 I_{EQ} \simeq 2 I_{CQ}$

Obs: Si queremos que I_o sea independiente del BJT ⇒

$$\Rightarrow \frac{R_B}{2h_{FE}} \ll R_E$$

⇒ Análisis malla de salida: V_{CEQ} ? $V_{CEQ_1} = V_{CEQ_2}$

Por simetría $V_{C1} = V_{C2} = V_C$; $V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_{CQ}$

$V_E = V_{E1} = V_{E2} = 0V - I_{BQ} \cdot R_B - V_{BEQ}$

Por lo tanto

$V_{CE} = V_C - V_E$

$V_C = V_{CC} - R_C \cdot I_{CQ}$

$$\boxed{V_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ}\left[R_C - \frac{R_B}{h_{FE}}\right] + V_{BEQ}}$$

↳ se debe comprobar $V_{CEQ} > V_{CE\,sat}$

Obs: En teoría por simetría $I_{B1} = I_{B2}$

En realidad ⇒ $I_{B1} \neq I_{B2}$

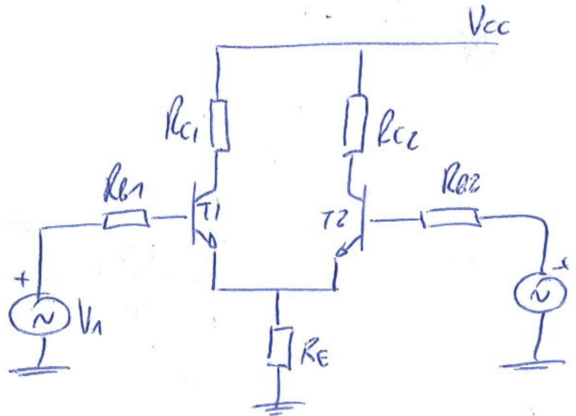
Def. $I_B \equiv$ corriente de polarización $= \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$

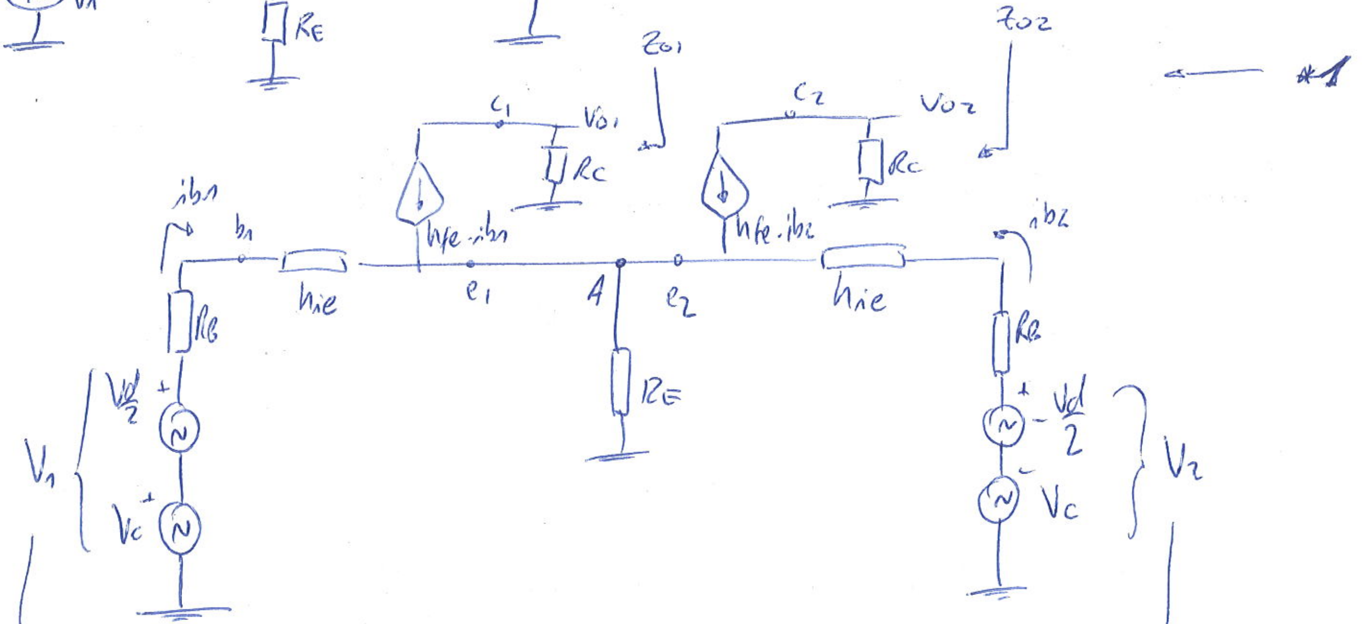
↳ BIAS (Input bias current)

$$\boxed{I_{io} = |I_{BQ1} - I_{BQ2}|}$$

Obtención de ganancias (ESTUDIO EN A.C.)

El circuito a analizar es





$V_1 = V_c + \frac{V_d}{2}$ $\qquad$ $V_2 = V_c - \frac{V_d}{2}$

Para resolver:
- 1 análisis 4 fuentes
- 4 " 1 " + superposición (de resultados)
- 2 " 2 " + " "

$\left.\begin{array}{l} A_d \\ A_c \end{array}\right\} \Rightarrow CMRR \Rightarrow \ldots$

Solución $\left\{\begin{array}{l} V_{o1} = A_{c1} V_c + A_{d1} \cdot V_d \\ V_{o2} = A_{c2} V_c + A_{d2} \cdot V_d \end{array}\right.$

↳ Ganancias en modo común

Salida 'Flotante' diferencial

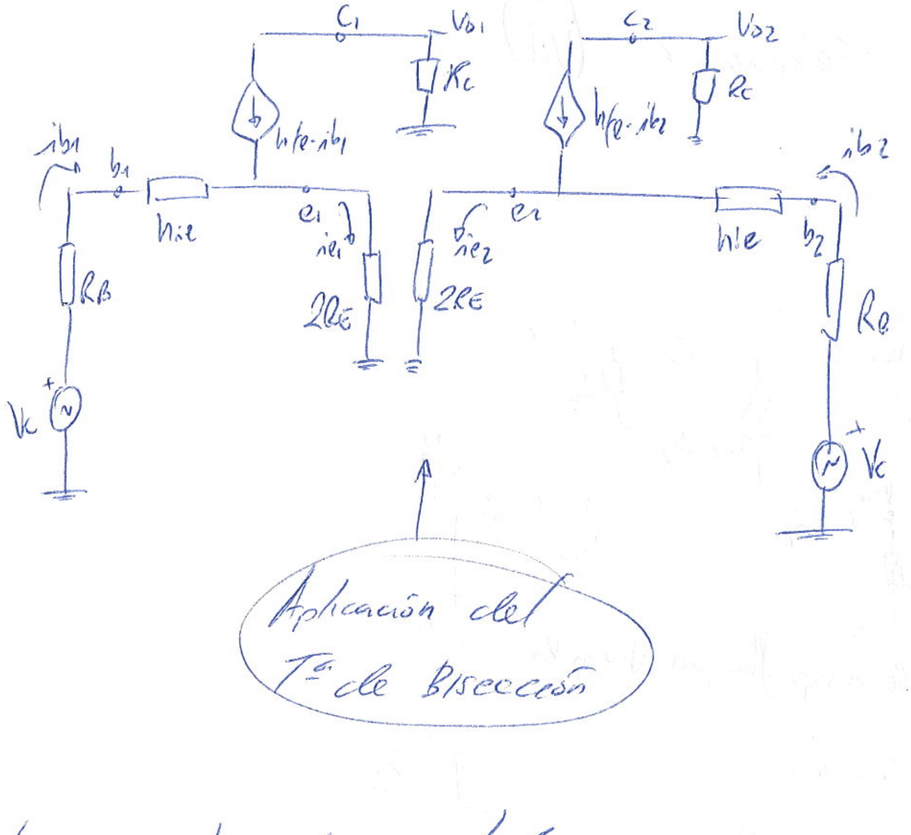
$$V_o = V_{o1} - V_{o2} = \underbrace{(A_{c1} - A_{c2})}_{A_c} V_c + \underbrace{(A_{d1} - A_{d2})}_{A_d} V_d$$

Ganancias en modo común: (V_c)

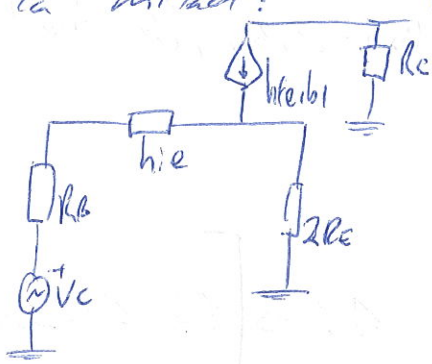
$$A_{c1} = \left.\frac{V_{o1}}{V_c}\right|_{V_d=0}$$

$$A_{c2} = \left.\frac{V_{o2}}{V_c}\right|_{V_d=0}$$

Por simetría: $i_{b1} = i_{b2} \Rightarrow i_{e1} = i_{e2}$



Sólo se analiza la mitad:



1/ $$A_{c1} = \frac{V_{o1}}{V_c} = \frac{-h_{fe} \cdot i_{b1} \cdot R_C}{i_b\left[R_B + h_{ie} + 2R_E(h_{fe}+1)\right]}$$

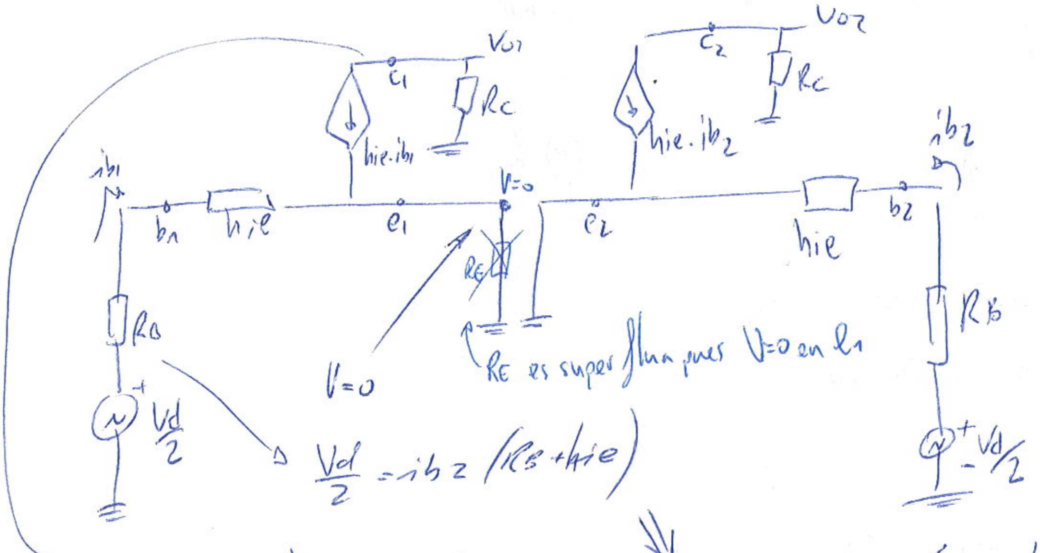
Como $V_{o2} = V_{o1}$ por simetría

2/ $A_{c2} = A_{c1}$

0/ $V_o = V_{o1} - V_{o2} = 0 \Rightarrow A_c = \frac{V_o}{V_c} = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{V_c} = A_{c1} - A_{c2} = 0$

Ganancias en modo diferencial (V_d)

$$A_{d1} = \left.\frac{V_{o1}}{V_d}\right|_{V_c = 0}$$

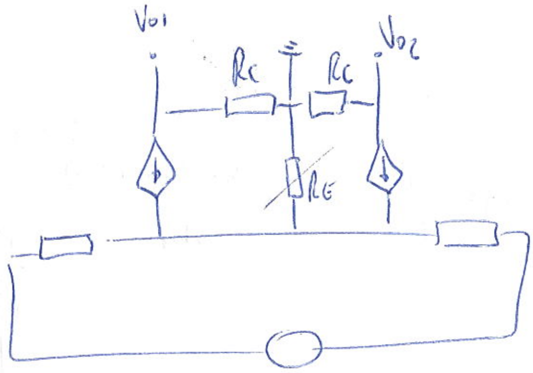


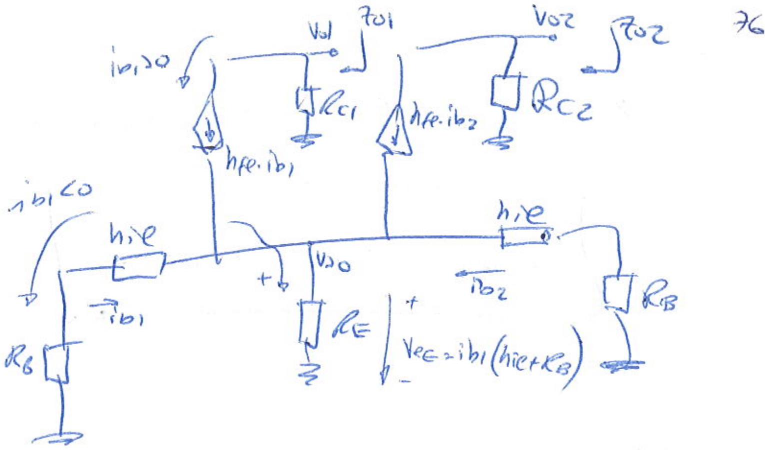
$\frac{V_d}{2} = i_{b2}(R_B + h_{ie})$

$\Rightarrow V_{o1} = -h_{fe} \cdot i_{b1} \cdot R_C$ $\Downarrow$ $V_{o1} = 2 i_{b1}(R_B + h_{ie})$

$$A_{d1} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{2(R_B + h_{ie})}$$

Por simetría $\Rightarrow V_{o2} = -V_{o1} \Rightarrow A_{d2} = -A_{d1} \Rightarrow$ $A_d = A_{d1} - A_{d2} = 2A_{d1} = \frac{-h_{fe} \cdot R_C}{R_B + h_{ie}}$





=

Impedancias de salida:

→ $Z_{o1} = R_{C1}$

$Z_{o2} = R_{C2}$

Mirando el gráfico *1 pero sin fuentes de corriente:

$= i_{b1}(R_B + h_{ie})$

KCL en A: (en el emisor) $i_{b1} + h_{fe} \cdot i_{b1} + i_{b2} + h_{fe}\, i_b - \frac{V}{R_E} = 0$

$i_{b1}\left(1 + h_{fe} + 1 + h_{fe} + \frac{R_B + h_{ie}}{R_E}\right)$

Como $i_{b1} = i_{b2} \Rightarrow i_{b1} = 0 \Rightarrow$ $Z_{o1} = Z_{o2} = R_C$

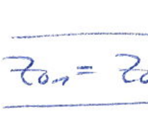
Sólo si hay simetría y no consideramos r_{oe} en T1 y T2

Impedancias de entrada

Z_i → Z_{ic} = impedancia en modo común, la que ve la fuente de tensión común.

→ Z_{id} = " " " diferencial, " " " " " " diferencial.

$- Z_{id} = ?$



← graf. *1

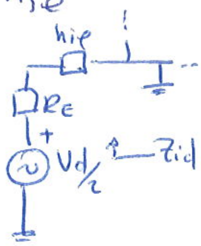
≡

$$Z_{id} = \frac{V_d}{i_{\text{fuente diferen}}} = \frac{V_d}{i_{b1}}\bigg|_{V_C = 0}$$

$$Z_{id} = R_B + h_{ie} + h_{ie} + R_B = 2\left(h_{ie} + R_B\right)$$

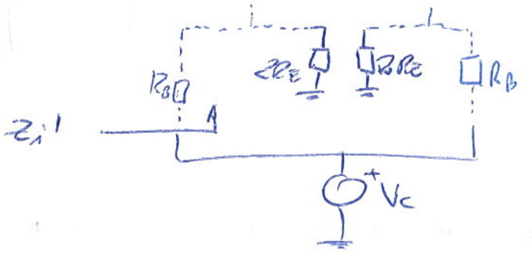
Aprovechando el circuito sin R_E ; $i_{b1} = \dfrac{V_d/2}{R_B + h_{ie}}$

$$Z_{id} = \frac{V_d}{i_{b1}} = \frac{2 i_{b1}(h_{ie}+R_B)}{i_{b1}}$$



$$\boxed{Z_{id} = 2(R_B + h_{ie})}$$

$Z_{ic} = ?$



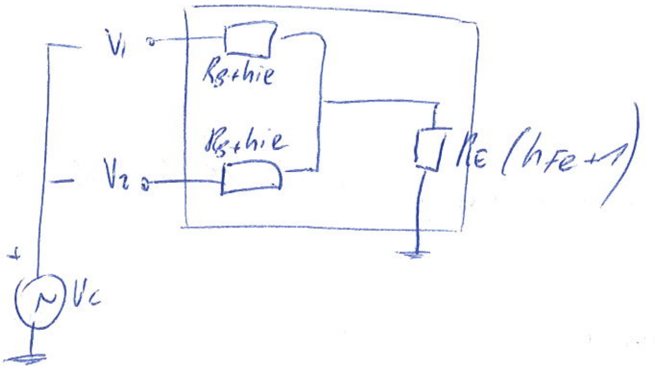
$$Z_{ic} = \frac{V_c}{i_{b1}+i_{b2}}\Bigg|_{V_d=0}$$

$$Z_1' = R_B + h_{ie} + 2R_E(h_{fe}+1) = \frac{V_c}{i_{b1}}$$

$$Z_{ic} = \frac{R_B + h_{ie} + 2R_E(h_{fe}+1)}{2}$$

$$\boxed{Z_{ic} = \frac{R_B+h_{ie}}{2} + R_E(h_{fe}+1)}$$

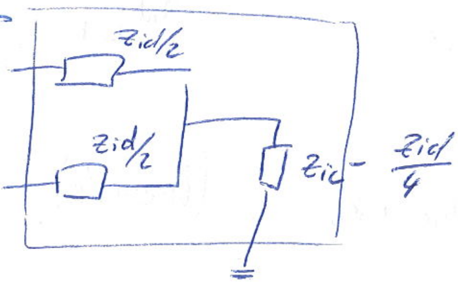
Vista desde la entrada



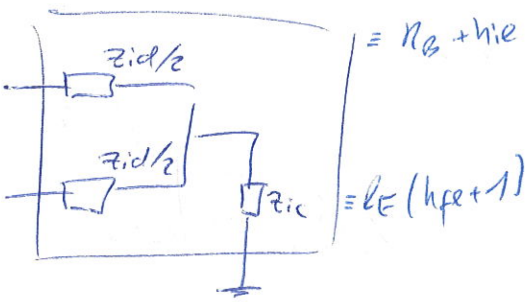
Los valores se pueden poner en función de Z_{ic}, Z_{id}:

IMPORTANTE

En formulario

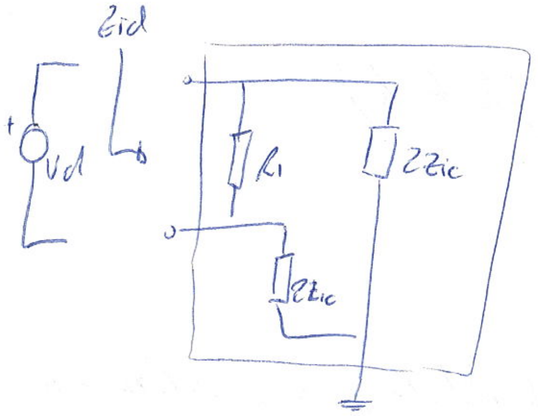


simplif:



sólo si $Z_{ic} >> + Z_{id}$

otra forma alternativa:

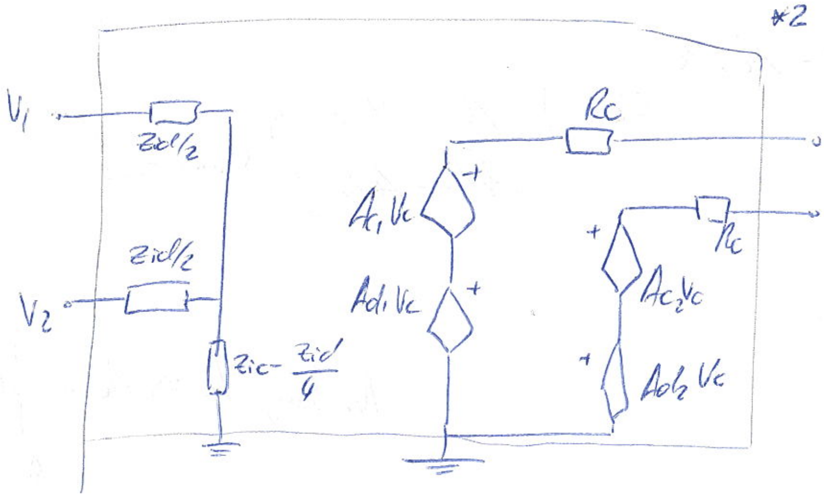


$$Z_{id} = R_A // 4 Z_{ic}$$

$$\Downarrow$$

$$R_A = Z_{id} // (4 Z_{ic})$$

Modelo del A. Dif:



← FOTOCOPIA — 78

Expresiones del CMRR:

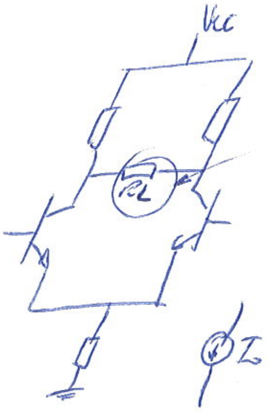
$V_o = V_{o1} - V_{o2} \Rightarrow A_c = 0$, $A_d \neq 0$ finita $\Big\}$ $CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \infty$

$$CMRR_1 = \frac{A_{d1}}{A_{c1}} = \frac{A_{d2}}{A_{c2}} = CMRR_2 = \frac{\frac{h_{fe} \cdot R_C}{2(R_B + h_{ie})}}{\frac{h_{fe} \cdot R_C}{R_B + h_{ie} + 2R_E(h_{fe}+1)}} = \frac{1}{2} + \frac{R_E(h_{fe}+1)}{R_B + h_{ie}}$$

↑ por simetría (salvo signos)

4.3.4 Estudio del A. Dif. con carga

A/ Salida en modo diferencial (flotante):



El análisis A.C. será válido para polarización mediante I_0

$$V_0 = \frac{A_{d1} V_d + A_{c1} V_c - A_{d2} V_d - A_{c2} V_c}{2R_C + R_L} R_L \quad \left. \begin{array}{l} A_{c1} = A_{c2} \\ A_{d1} = -A_{d2} \end{array} \right\} \text{simetría}$$

$$V_0 = 2A_{d1} \cdot V_d \frac{R_L}{2R_C + R_L}$$

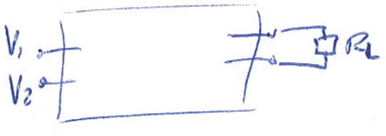
subst. A_{d1}

No hay $V_c \Rightarrow A_c = 0$ } CMRR = ∞

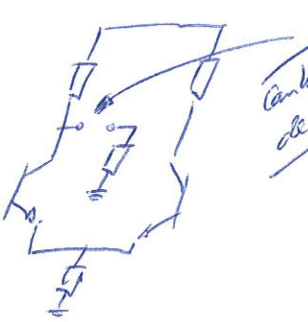
$$V_0 = -2 \frac{h_{fe} R_C}{2(R_s + h_{ie})} \frac{R_L}{2R_C + R_L} V_d = \underbrace{-\frac{h_{fe}}{R_s + h_{ie}} \left(R_C // \frac{R_L}{2}\right)}_{A_d} V_d$$

($R_C // R_L/2$)

*2



B/ Salida asimétrica

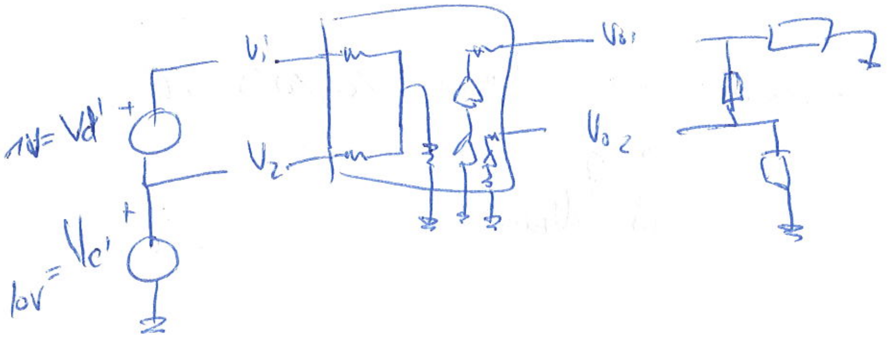


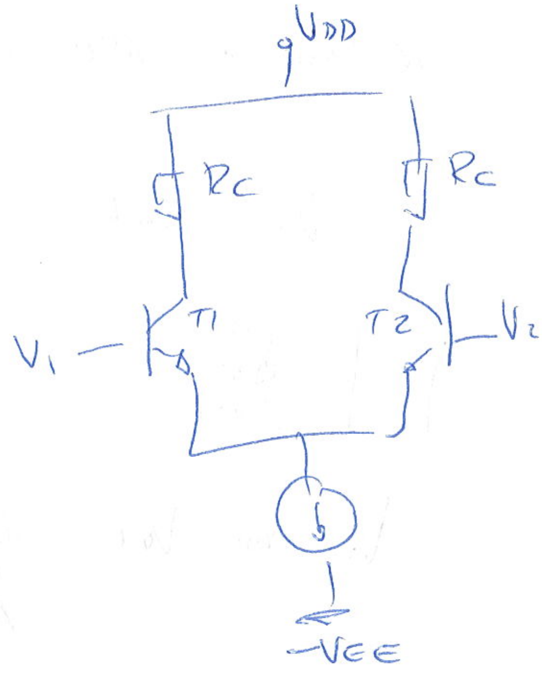
cambiador de nivel

$$V_0 = \underbrace{A_{d2} \cdot V_d \frac{R_L}{R_L + R_C}}_{A_d} + \underbrace{A_{c1} V_c \frac{R_L}{R_L - R_C}}_{A_c}$$

$$CMRR = \frac{A_d}{A_c} = \frac{1}{2} + \frac{R_E(h_{fe}+1)}{R_B + h_{ie}}$$

Modelo completo del ADif





por ejemplo:

2 fuentes V_c', V_d' } => 2 tensiones de entrada V_1 y V_2 } => 2 tensiones de salida V_{o1} y V_{o2}

$V_1 = V_d' + V_c' = 11\,V$

$V_2 = V_c' = 10\,V$

=> * $V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$ $V_c = 10'5\,V$

* $V_d = V_1 - V_2$ $V_d = 1\,V$

$CMRR_1 = 60\,dB = \frac{A_{d1}}{A_{c1}}$ → $A_{c1} = 1$ => $A_{d1} = A_{c1} \cdot CMRR$ (con $A_{c1} = 1$, $CMRR = 60\,dB$)

$CMRR_{dB} = 20 \log CMRR_{lineal}$

$CMRR\ lineal = 10^{\frac{CMRR_{dB}}{20}} = 10^3 = 1000$

$V_{o1} = A_{c1} \cdot V_c + A_{d1} \cdot V_d = 1010'5\,V$ (con $A_{c1} = 1$, $V_c = 10'5$, $A_{d1} = 1000$, $V_d = 1$) → muchos voltios el A.dif esta muy saturado.

GENERALITAT DE CATALUNYA
DEPARTAMENT DE SANITAT
I SEGURETAT SOCIAL
****

FULL DE TREBALL DIARI

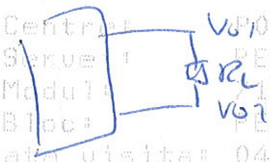
FULL: 1
DATA: 01-03-96
HORA: 12:08:25
----- USUPR060

dibidimos x 1000) :

SERVEI CATALA DE LA SALUT
REGIO SANITARIA: COSTA DE PONENT
SECTOR SANITARI: HOSPITALET

$V_d' = 1\,mV$ $\quad V_c' = 10\,mV \Longrightarrow V_{o1} = 1010'5\,mV$

x 9 és lineal.



Centre: 08000297/01 - ABS CAN SERRA
Servei: PED - PEDIATRIA
Modul: 1520 - DR. VILAMAJó
Bloc: PED1 - CONSULTA DRA. VILAMAJO
Data visita: 04/03/1996

$V_o = V_{o1} - V_{o2} = A_{c2}\cdot V_c + A_{d2}\cdot V_d = 1\cdot 10'5 - 1000\cdot 1 = -989'5\,mV$

($A_{c2} = A_{c1}$, $A_{d2} = -A_{d1}$)

* 11:00 NOELIA VAZQUEZ RAMIREZ
CIP: VARA1940426001
PROGRAMADA PREVIA REFORMADA
NHCAP: 16753
Situació: Activa
NASS: 08/0343330718

* 11:04 JORDI LOPEZ BELZUNCES
CIP: LOBE0860520004
PROGRAMADA PREVIA REFORMADA
NHCAP: 3366
Situació: Activa
NASS: 08/0170851580

$V_o = V_{o1} - V_{o2} = 1010'5 - (-989'5\,mV) = 2000\,mV$

↑ no hay componente debida al modo común.

* 11:08 NOEL RAMOS PALOMEQUE
CIP: RNPA0911010006
PROGRAMADA PREVIA REFORMADA
NHCAP: 9900
Situació: Activa
NASS: 08/0480112640

$V_L \left(\begin{array}{c}\text{con} \\ Z_{o1} \\ \text{y} \\ Z_{o2}\end{array}\right) = 2000 \dfrac{R_L}{R_L + 2R_C}$ = está en I en la malla de salida

divisor tensión

* 11:12 JESUS PAJON FERNANDEZ
CIP: PAFE0890904004
PROGRAMADA PREVIA REFORMADA
NHCAP: 23
Situació: Activa
NASS: 14/0040878322

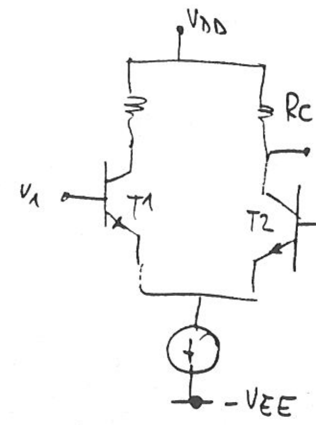
* 11:16 LUIS GARCIA ANEGAS
CIP: GAAN0911028009
PROGRAMADA PREVIA REFORMADA
NHCAP: 5890
Situació: Activa
NASS: 08/0454416330

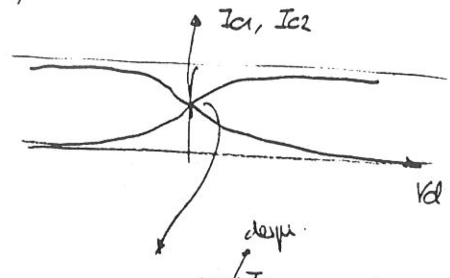
* 11:20 JENIFER SORRIBAS CASTRO
CIP: SOCA1920828000
PROGRAMADA PREVIA REFORMADA
NHCAP: 10421
Situació: Activa
NASS: 08/0419967586

* 12:48 JUAN M RODRIGUEZ NOVOA
CIP: RONO0850615005
PROGRAMADA PREVIA REFORMADA
NHCAP: 1444
Situació: Activa
NASS: 08/0177548624

- Relación entre g_{mef} y Ad. 12-5-95

Antes vimos, para el par diferencial, a partir de las exponenciales:



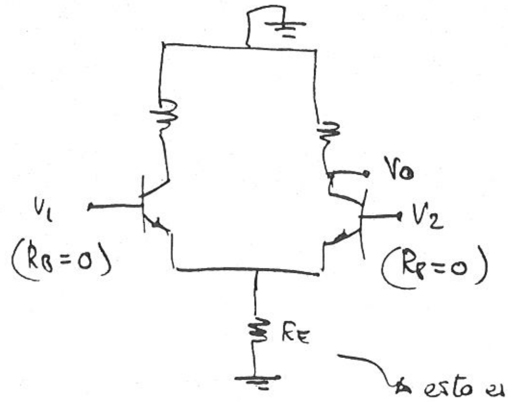


despr.

$$g_{mef_2} = \frac{I_o}{4V_T} \quad \text{"'"} \quad \frac{\Delta I_{c2}}{\Delta V_d} \quad \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta V_o}{\Delta V_d} = R_C \frac{I_C}{4V_T}$$

Ahora hemos visto:



Vimos $\frac{\Delta V_o}{\Delta V_d} = Ad_2 = \frac{h_{fe} R_C}{2(R_B + h_{ie})}$ provenía de la peq. señal.

esto es el equivalente en peq. señal de la Fuente ⇒

⇒ los parámetros de T1 y T2 coinciden, se sacan de la exponencial si los puntos de trabajo coinciden.

⇒ las dos expresiones de $\frac{\Delta V_o}{\Delta V_d}$ deben coincidir

---

12.5.95
AD 18

Podemos ver que coinciden:

(1): Aceptable pues analizando con exponenciales (las usamos igual en A.C. como D.C.)

$$Ad_1 = \frac{h_{fe} R_C}{2 h_{ie}} = \frac{h_{fe} R_C I_o}{4 V_T h_{FE}} \underset{h_{fe} \simeq h_{FE}}{\simeq} \frac{R_C I_o}{4 V_T}$$

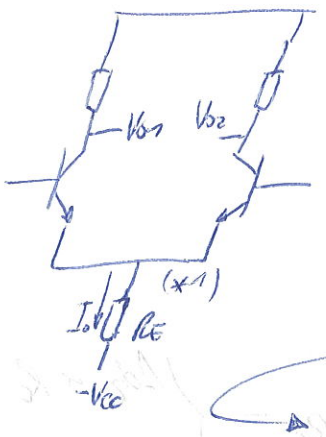
$$h_{ie} = \frac{V_T}{I_{BQ}} = \frac{V_T h_{FE}}{I_{CQ}} = \frac{V_T h_{FE}}{I_o/2}$$

Suponiendo que las dos configs tienen el mismo Q

- Expresiones de la CMRR:

4.8.5 Mejoras del A. Dif. Básico

1. Mejora del CMRR



Salida dif.: CMRR ↑↑ → ∞

$V_o = V_{o1} - V_{o2}$

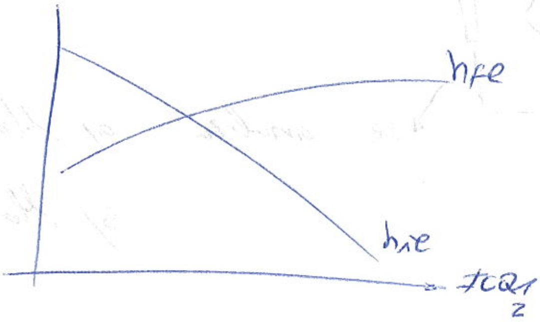
Salida $\left\{ \begin{matrix} V_{o1} \\ V_{o2} \end{matrix} \right\} \Rightarrow CMRR = \frac{1}{2} + \frac{R_E(h_{fe}+1)}{R_B + h_{ie}}$

→ R_E ↑ para CMRR ↑ pero está limitado:

I_o fija ⇒ V_{EE} ↑↑

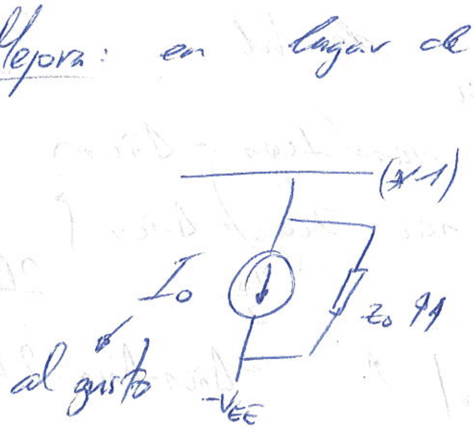
Si V_{EE} fijas ⇒ R_E ↑ ⇒ I_o ↓

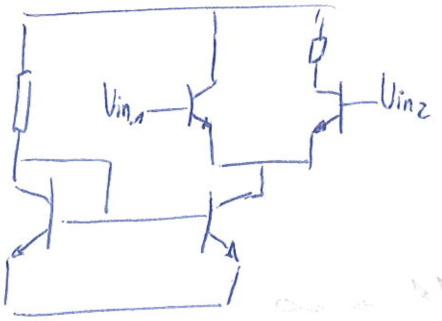
y si I_o ↓ ⇒ $I_{CQ1} = \frac{I_o}{2} = I_{CQ2}$ → caen



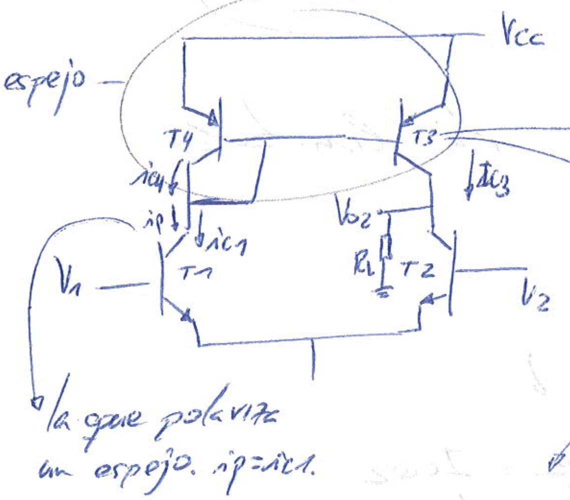
I_{CQ} ↓ ⇒ h_{ie} ↑↑ , h_{fe} ↓algo ⇒ CMRR deja de aumentar

Mejora: en lugar de RE usar fuente de corriente.

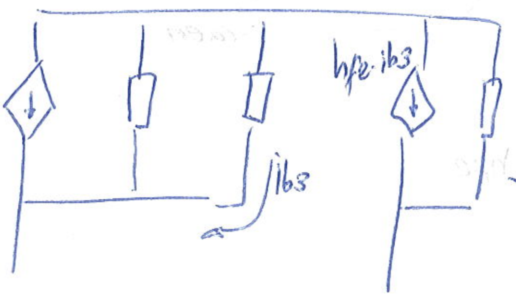




2. Aumento de ganancia $\begin{cases} A_{d2} \uparrow \\ A_{c2} \uparrow \end{cases}$



Parecería: $Z_o \uparrow\uparrow \equiv R_C \Rightarrow \begin{cases} A_{d2} \propto R_C \\ A_{c2} \propto R_C \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} A_{d2} \uparrow\uparrow \\ A_{c2} \uparrow\uparrow \end{cases}$. $CMRR_2 \simeq cte. = \frac{A_{d2}}{A_{c2}}$



se analiza: a) Modo diferencial
b) Modo común.

a) Ganancia diferencial

$V_o = i_c \cdot R_L \simeq (i_p - i_{c2}) \cdot R_L = (i_{c1} - i_{c2}) R_L$ depende claramente de Vd

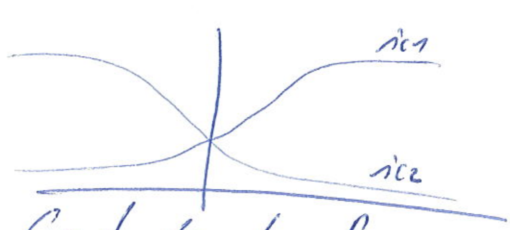
$i_c = i_{c3} - i_{c2}$, $i_{c3} = i_p$

$i_p = i_{c1}$

$i_{c1} - i_{c2} = \Delta i_{c1} - \Delta i_{c2}$

$i_{c1} = I_{CQ1} + \Delta i_{c1}$
$i_{c2} = I_{CQ2} + \Delta i_{c2}$ } la pequeña señal

$I_{CQ1} = I_{CQ2} = \frac{I_o}{2}$



Graf. de transf. ⇒ $|\Delta i_{c1}| = |\Delta i_{c2}|$ ⇒ $\Delta i_{c1} - \Delta i_{c2} = 2\Delta i_{c1} \equiv 2\Delta i_{c2}$

Tendremos que $V_0 = -i_{c2} (R_C \| R_L)$ ⇒ si utilizamos un espejo de corriente mejora A_{d2} en 2.

b Ganancia en modo común $V_d = 0$ ⇒ $V_1 = V_2$ ⇒ $i_{c1} = i_{c2}$

Ahora, $V_o = i_0 R_L = (i_{c3} - i_{c2}) R_L \simeq (i_p - i_{c2}) R_L = (i_{c1} - i_{c2}) R_L = 0$

Espejo ⇒ $i_c \simeq i_{c1} - i_{c2}$ ⇒ Modo común no tiene salida ⇒

⇒ $A \simeq 0$ ⇒ CMRR $\to \infty$

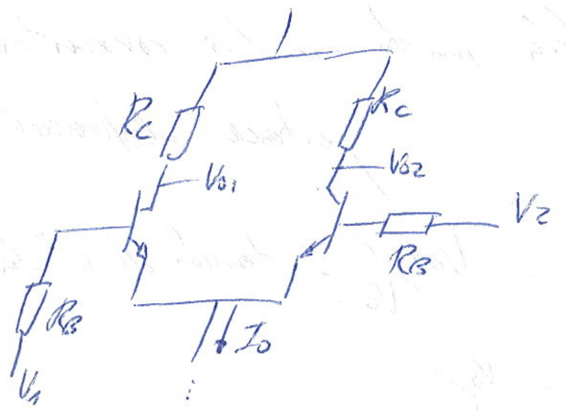
en la práctica $V_0 \neq 0$ en modo común porque $i_{c3} \neq i_{c2} \neq i_{c2}$ por falta simetría.

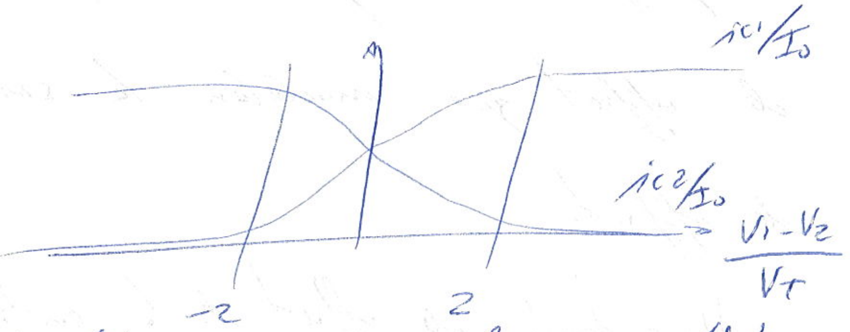
No se requiere etapa de acoplo, cambiador de nivel pues $V_0 = 0$ normalmente.

Con análisis fino ⇒ $A_{d2} \times 2$

$A_{c2} \times \frac{2}{h_{fe}}$ } $CMRR_2 \times h_{fe}$

4.3.6 Defectos de simetría en los amplificadores diferenciales

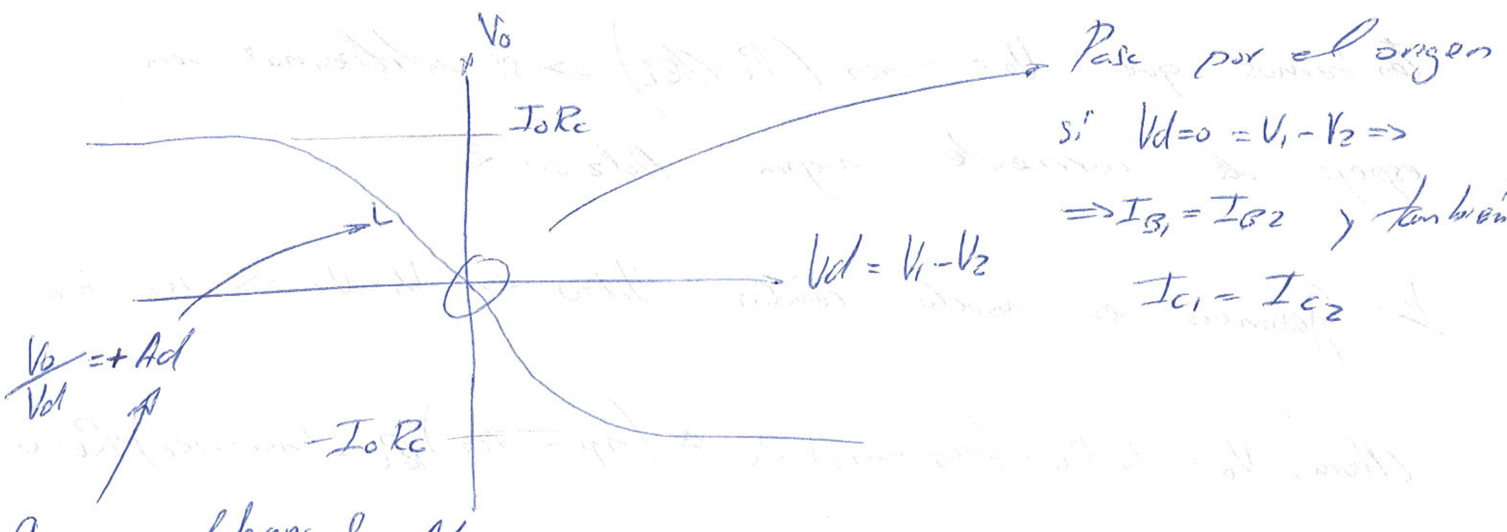




Característica de transferencia estática

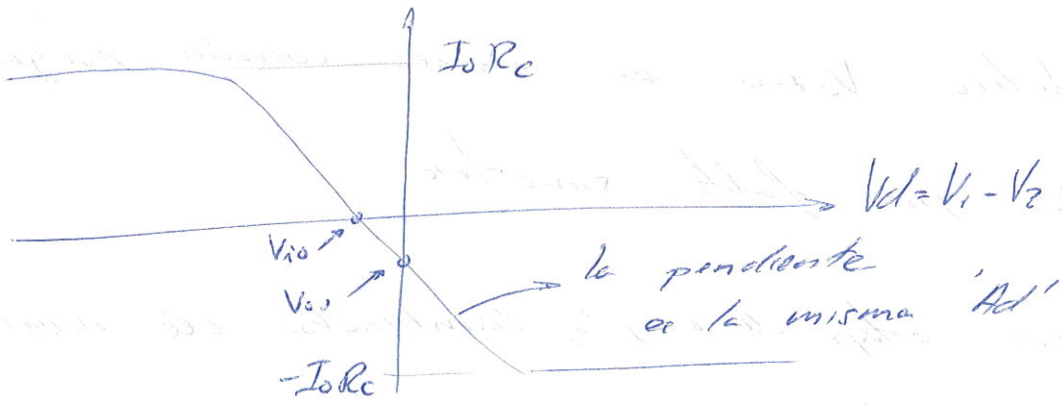
$V_{o1} = V_{cc} - i_{c1} \cdot R_c$

$V_{o2} = V_{cc} - i_{c2} \cdot R_c$ } $V_o = V_{o1} - V_{o2} = (i_{c2} - i_{c1}) R_L$



Ganancia diferencial ≡ $Ad < 0$

Con asimetría



Cuando hay asimetría y $V_1 = V_2 \Rightarrow \begin{cases} I_{B1} \neq I_{B2} \\ I_{C1} \neq I_{C2} \\ V_{o1} \neq V_{o2} \end{cases}$

⇒ los márgenes de V_{io} y V_{oo} nos darán la calidad del amplificador diferencial y son las denominadas tensiones de offset que modelan la simetría junto con las corrientes de offset.

V_{io} ≡ tensión de offset de la entrada = $Vd / V_o = 0$ (entrada diferencial / tensión de salida)

V_{oo} = tensión de offset en la salida = $V_o / V_d = 0$

⇒ Los 2 valores V_{IO}, V_{OO} están relacionados ya que están unidos por la recta A_d.

*Ej. $\left.\begin{array}{l} I_{ES1} \neq I_{ES2} \\ R_{C1} \neq R_{C2} \end{array}\right\}$ Hallar V_{io} *

* Hemos pasado de R_B o sea como si no hubiera I_{b1}, I_{b2}

$$V_{IO} = V_1 - V_2 \Big/_{V_0=0} \Rightarrow V_0 = 0 \Rightarrow V_{O1} = V_{O2} \Rightarrow i_{C1} R_1 = i_{C2} R_2$$

$$i_{C1} = \alpha_1 I_{ES1} \cdot e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} = e^{\frac{V_1}{V_T}} \cdot e^{\frac{-V_E}{V_T}} \quad (*1)$$

$$(*1) \rightarrow R_{C1} \alpha_1 I_{ES1} e^{V_1/V_T} \cdot e^{-V_E/V_T} = R_{C2} \alpha_2 I_{ES2} e^{V_2/V_T} e^{-V_E/V_T}$$

Aislando; $V_{io} = V_1 - V_2 = V_T \cdot \ln\left(\frac{\alpha_2}{\alpha_1} \cdot \frac{I_{ES2} \cdot R_{C2}}{I_{ES1} R_{C1}}\right)$

↑ offset en la entrada

Corriente de offset

Vimos que la corriente de polarización $I_B = \frac{I_{B1} + I_{B2}}{2}$

Def. I_{IO} = Corriente de offset en la entrada $= I_{B1} - I_{B2}$ es aleatorio

$\left.\begin{array}{l} I_{B1} = I_B + \frac{I_{IO}}{2} \\ I_{B2} = I_B - \frac{I_{IO}}{2} \end{array}\right\}$ ⇒ Se suele dar para $V_d\big|_{entrada} = 0$

Causas: $h_{FE1} \neq h_{FE2}$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{h_{FE1}} = \frac{I_0/2}{h_{FE1}} \neq \frac{I_0/2}{h_{FE2}} = I_{B2}$$

En el caso de tener $\left\{ \begin{array}{l} R_B's \\ I_{io} \end{array} \right\} \Rightarrow$ Obtenemos una V_{io} adicional que se sume a la de antes.

$V_{io} = V_1 - V_2$ cosa que la anterior $V_{io} = V_{B1} - V_{B2}$

$\downarrow$

$\overbrace{V_{B1} + I_{B1} R_B}$

$$V_{io} = \underbrace{(V_{B1} - V_{B2})_{V_0=0}}_{\text{tensión de offset sin R de base.}} + R_B (I_{io})$$

$\leftarrow$ Corriente de offset.

$\Rightarrow$ Para incluir los offset en el circuito;

1-) Trabajar con las expresiones

Salida $\longrightarrow$ $V_0 = V_{01} - V_{02} = A_d (V_1 - V_2) + V_{00} = A_d (V_1 - V_2 - V_{io})$

Entrada $\longrightarrow$ $\left\{ \begin{array}{l} I_1 = I_B + I_0/2 \\ I_2 = I_B + I_0/2 \end{array} \right.$

4.4 Amplificadores Operacionales

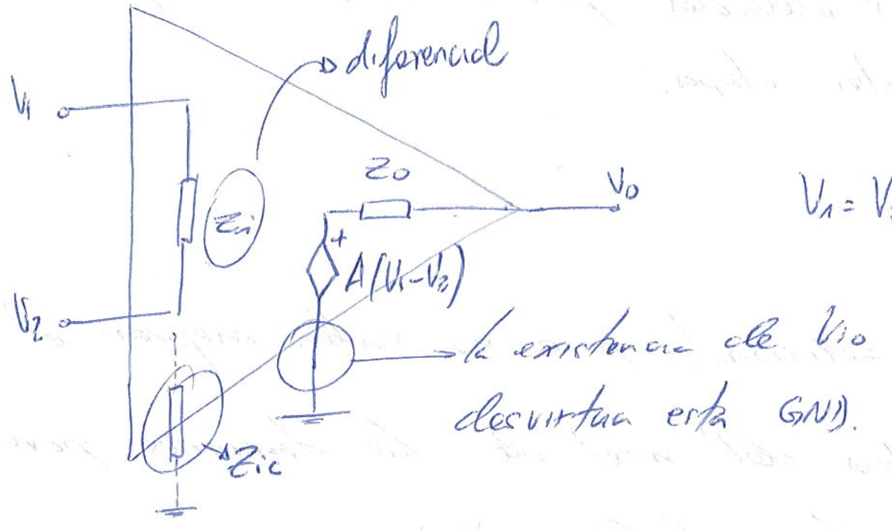
4.4.1 Introducción

2 tipos de A.O. $\rightarrow$ A.O de tensión

$\rightarrow$ A.O. de transconductancia ó OTA

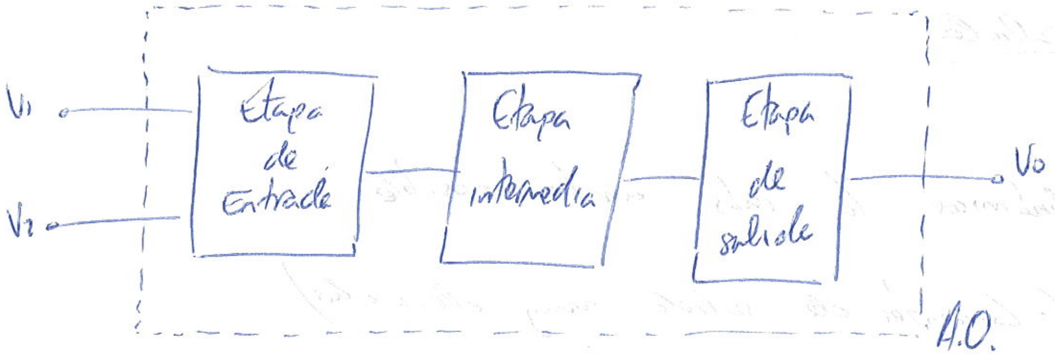
$\uparrow$ Da la salida por I
No tiene ganancia (g_m) ∞
Ganancia controlable externamente

4.4.2 Amplificador operacional de tensión



$V_1 = V_2 \rightarrow V_0 = V_{00}$

Bloques básicos del A.O.:



Objetivo: $\begin{cases} Z_i \rightarrow \infty \\ Z_0 \rightarrow 0 \end{cases}$ $A \rightarrow \infty$

1- Etapa de entrada

· 1 o varios A. dif.

· Etapa crítica: nos da la posición del A.O.

· Interesa: · $Z_i \rightarrow \infty \Rightarrow$ FET, Darlingtons, BJT con $I_{CQ}\downarrow \Rightarrow h_{ie}\uparrow$,

· CMRR↑↑ ⇒ buenas fuentes de corriente y cargas activas.

· Voffset bajas: evitar asimetrías ⇒ mejor con BJT que FET

compensación interna

Darlington va mal.

Interesa (cont.): · $I_Q \downarrow$: con FET o Darlington.

· Ganancias elevadas: parte se puede dejar a las siguientes etapas.

2- Etapas intermedias

· dan ganancia adicional, pero no suelen mejorar el CMRR.

· incluyen cambios del nivel de las tensiones para ir adaptando a las salidas: → $V_o \big|_{V_d = V_1 - V_2 = 0} = 0$

3- Etapa de salida

· $Z_o \downarrow\downarrow$

· Márgenes dinámicos lo más ancho posible

· $I_o \uparrow\uparrow$ (= corrientes de salida muy elevadas)

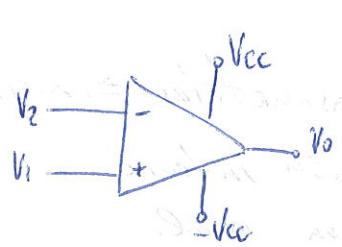
También se incluye:

· Protecciones: · contra cortocircuitos y sobrecorrientes en la salida
· contra valores excesivos de $V_1 - V_2$

· Corrección de offset.

4.4.2.1 A.O. Ideal

Símbolo:

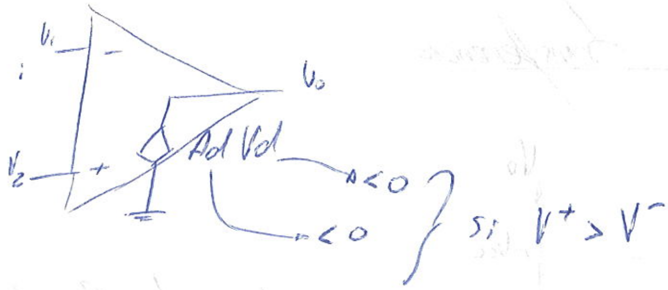


$V_d = V^+ - V^-$ ⇒ $A_d > 0$

≠

$V_d = V^- - V^+ < 0$ "Normalmente" ⇒ $A_d < 0$

en el A.O.:



Características

$A_C = 0 \Rightarrow CMRR = \infty$: $V_0 = A_C V_C + Ad\, Vd$ Pues el A.O. se puede estudiar como un A.D.f.

↑ Ganancia en modo común

$Z_i \rightarrow \infty$

$Z_o \rightarrow 0$

$|Ad| \rightarrow \infty$

$I_B \rightarrow 0$ (corriente de polariz de entradas)

No hay offsets $\Rightarrow V_{io} = 0$
$V_{oo} = 0$
$I_{io} = 0$

Margen dinámico = $I\, V_{cc}$

Slew Rate ∞ = BW ∞

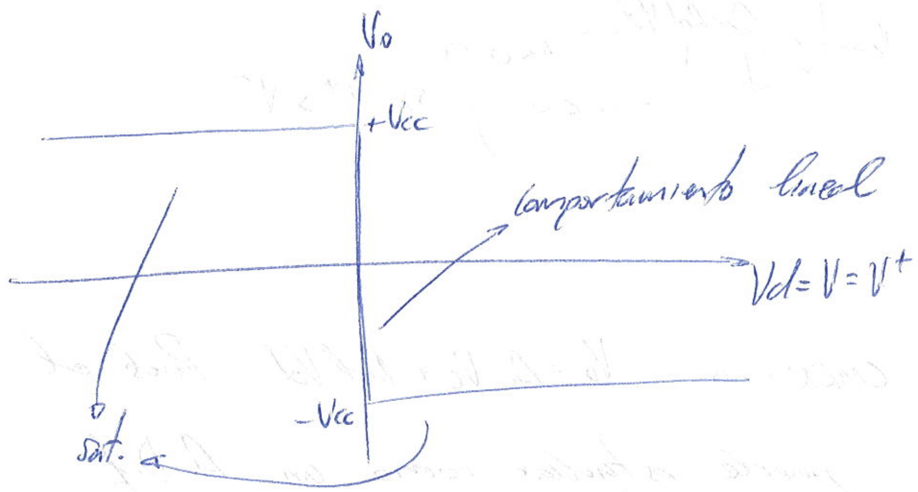
$\Rightarrow$ V_0 sólo depende de Vd

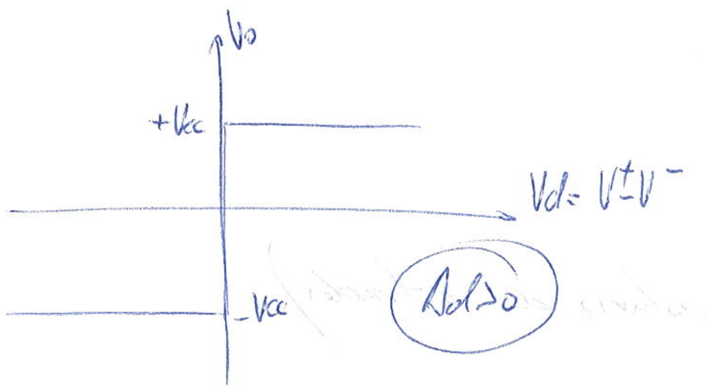
V_0 no " " R_L

$i_i = 0$

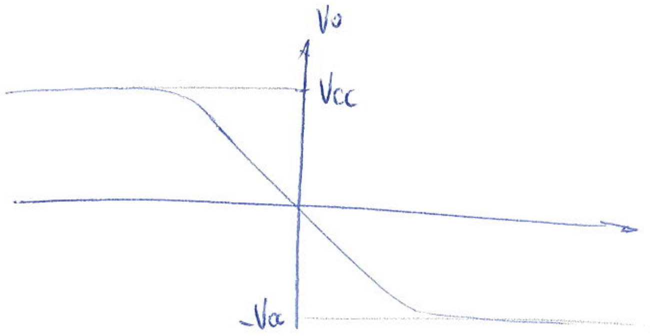
Si $V_0 \neq \pm V_{cc} \Rightarrow$ Cortocircuito virtual $\Rightarrow$ lineal

Característica de transferencia

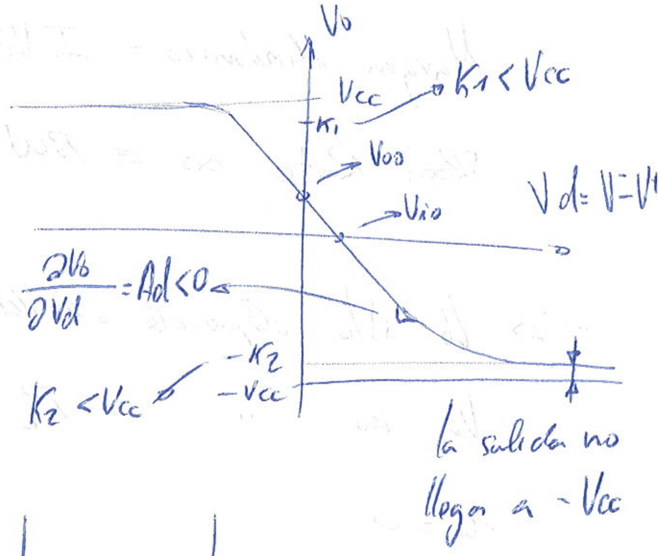




4.4.2.2 A.O. Real



=

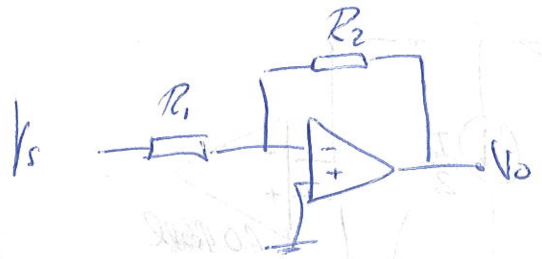


A. D.f Real ≡ A. D.f. Id. + Voffset + I_{io} + I_B

A.O. Real ≡ A.O. Ideal + Voffset + I_{io} + I_B

* Estudiar un circuito y ver la influencia de las no-idealidades:

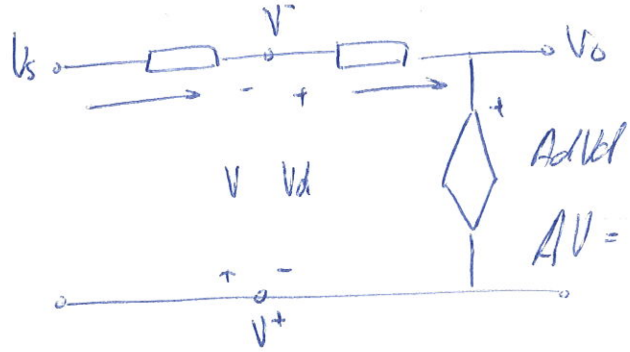
1/ Amp. Inversor:



$V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_s \Leftarrow$ A.O. Ideal

2/ A.O. Real: sólo tenemos $|A_d| \neq \infty$

El circuito equivalente es (substituyendo el modelo del A.O.)



$A_d V_d = A_d (V^- - V^+)$ ($V^- \to 0$)

$AV = A (V^+ - V^-) \longrightarrow A > 0, \neq \infty$ ($V \to 0$)

Análisis:

$i_{R_1} = i_{R_2}$

$$\frac{V_s - (-V)}{R_1} = \frac{-V - V_o}{R_2}$$

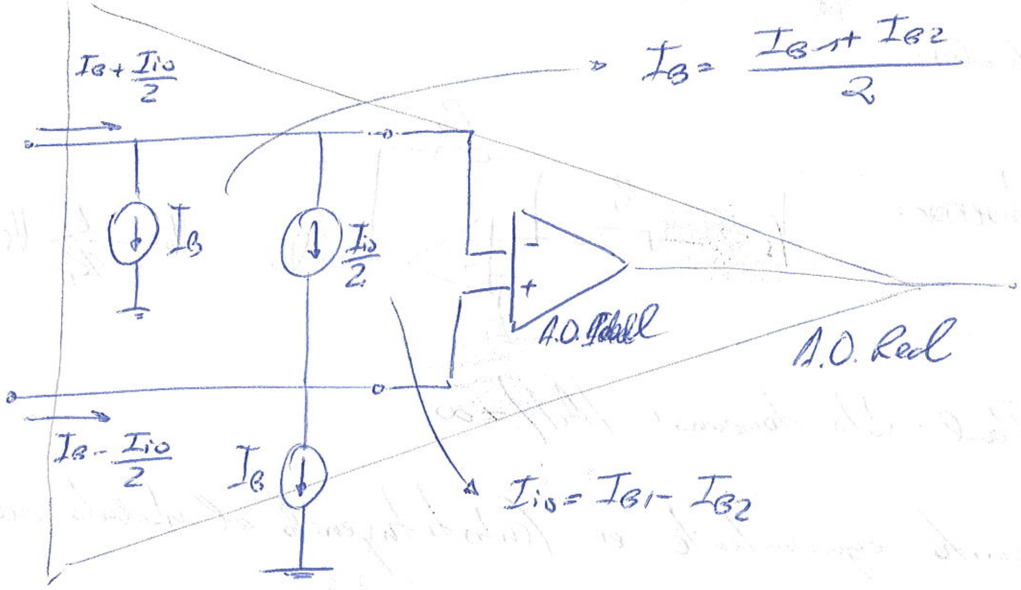
Para obtener $V_o(V_s) \Rightarrow$ poner $\underbrace{V(V_o)}_{V = \frac{V_o}{A}}$ [o de V_s]

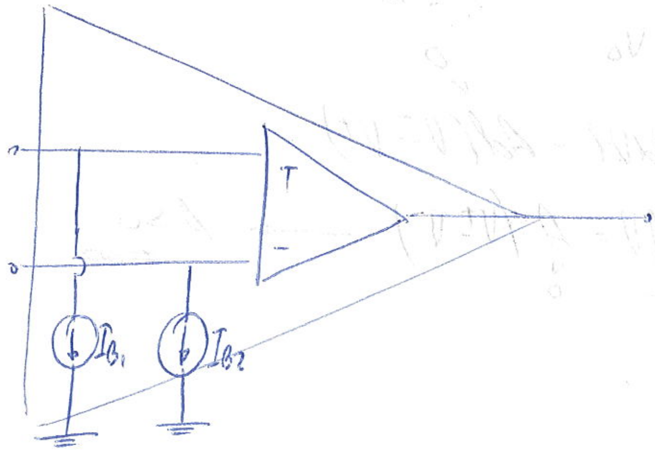
$$V_o = -V_s \frac{R_2}{R_1 + \frac{R_1 + R_2}{A}}$$

3/ Para $\begin{cases} I_{B1} \neq 0 \\ I_{B2} \neq 0 \\ I_{B1} \neq I_{B2} \Rightarrow I_{io} \end{cases}$

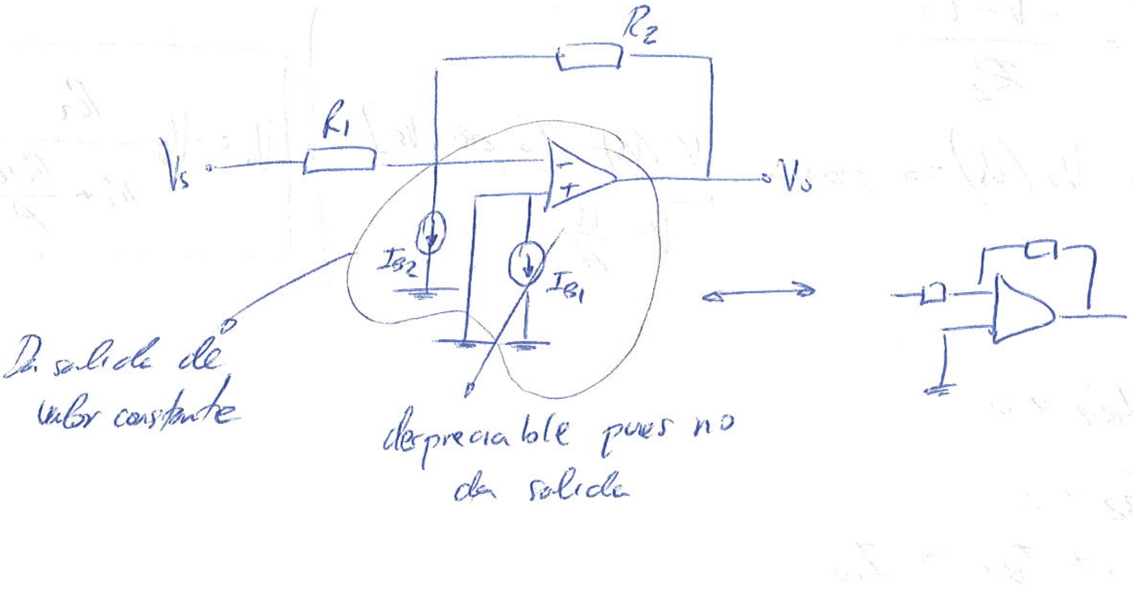
pero $A = \infty$

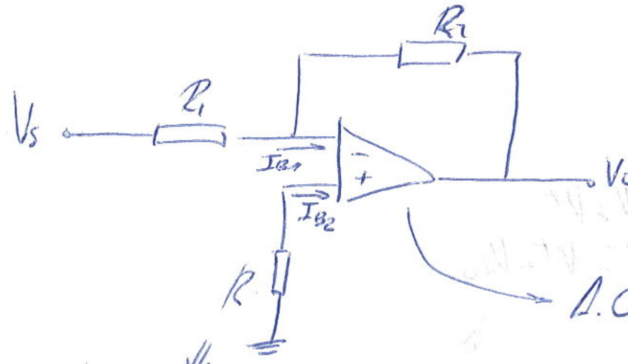
El A.O. se puede substituir por:





Circuito a analizar:





$I_{R_1} = I_{R_2} + I_{B1}$ (1)

A.O. Real pero con cc virtual

⇓

se cumple $V^- = V^+ \Leftarrow |Ad| = \infty$

aunque $I_{B1} \neq 0$

$I_{B2} \neq 0$

$V^+ = -I_{B2} \cdot R$

‖ ← por el cc virtual

V^-

(2)

(1) → $I_{R_1} = I_{R_2} + I_{B1}$

↓

$$\frac{V_S - V^-}{R_1} = \frac{V^- - V_O}{R_2} + I_{B1}$$

↑ (2) Eliminar todo menos V_S, I_B's

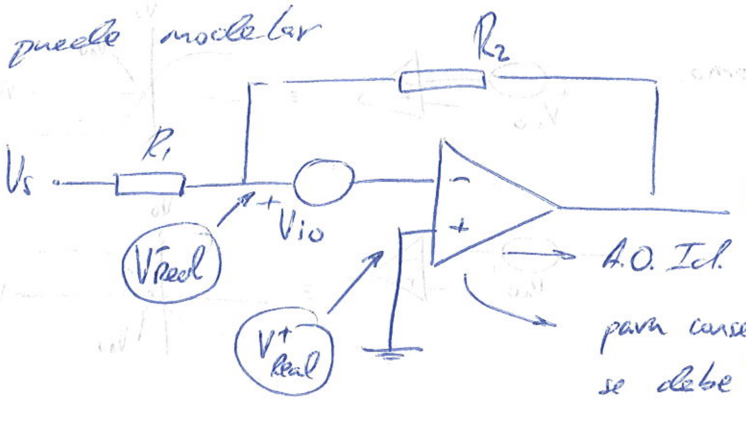
↓

$$\frac{V_S + I_{B2} R}{R_1} = \frac{-I_{B2} R - V_O}{R_2} + I_{B1} \Rightarrow V_O = -\frac{R_2}{R_1} V_S - \underbrace{I_{B2} \frac{R R_2}{R_1 \| R_2} + I_{B1} R_2}_{=\,0}$$

Si $R = (R_1 \| R_2) \dfrac{I_{B1}}{I_{B2}}$

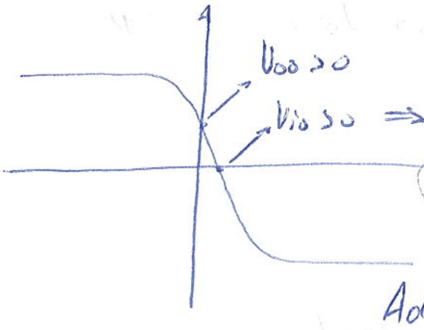
4 sólo $V_{io} \neq 0$

Se puede modelar



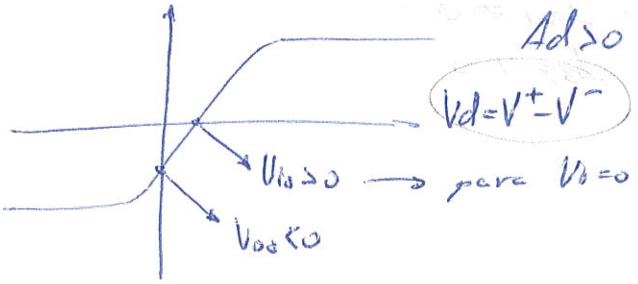
→ A.O. Id. pues lo no ideal está en V_{io}

→ para conseguir $V_O = 0 \Rightarrow$ en este caso se debe asegurar $V^+ = V^-$ ⇒ (*)



$V_{io} > 0 \Rightarrow$ para $V_o = 0 \Rightarrow V^- > V^+$

$V_d = V^- - V^+$ $V^- = V^+ + V_{io}$

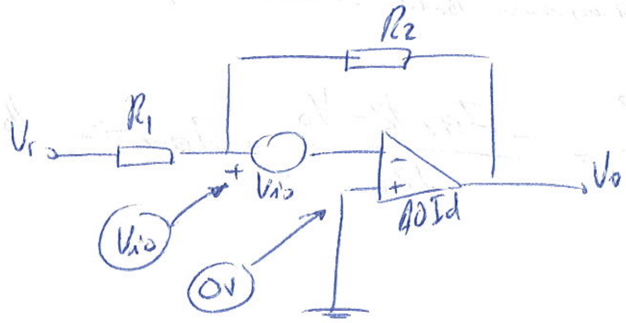


$V_{io} > 0 \longrightarrow$ para $V_o = 0 \Rightarrow V_d = V_{io}$

$V^+ = V^- + V_{io}$

$V^+ > V^-$

(*) $\Longrightarrow V^- = 0 \Rightarrow$ en $V^-_{real} = 0 + V_{io} = V_{io}$ $\Big\} \Rightarrow$ $V^-_{real} > V^+_{real}$

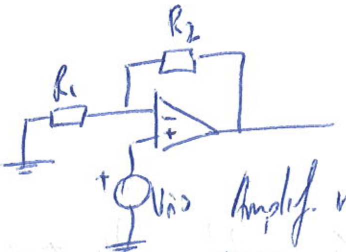


$I_{R1} = I_{R2}$

$$\frac{V_s - V_{io}}{R_1} = \frac{V_{io} - V_o}{R_2}$$

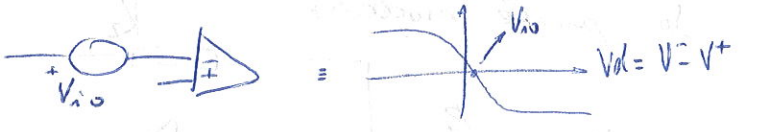
Desarrollando: $V_o = -\frac{R_2}{R_1} V_s + V_{io} \frac{R_2}{R_1 \| R_2}$

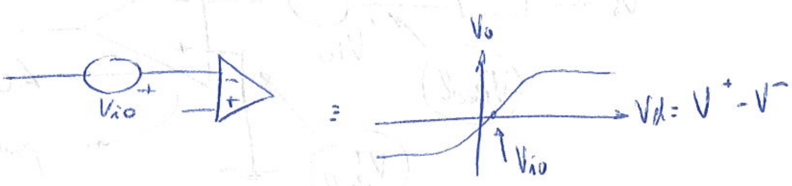
$\underbrace{\frac{R_2}{R_1 \| R_2}}$ = $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \rightarrow$ A.O. no inversor



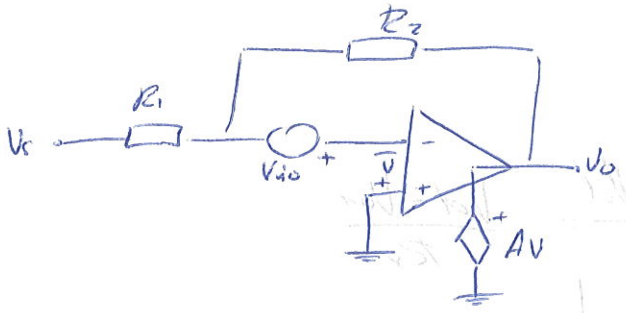
Amplif. no inversor para V_{io}

se modeliza el offset como:





5 Añadir al 4 ganancia limitada:



A limitada ⇒ se debe reanalizar por cambiar topología.

$i_{R1} = i_{R2}$ $\rightarrow V_o = AV \Rightarrow V = \frac{V_o}{A}$

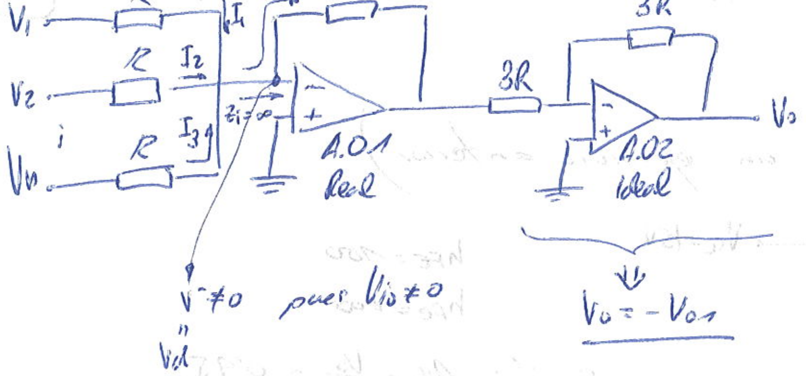
$$\frac{V_s - (-V - V_{io})}{R_1} = \frac{-V - V_{io} - V_o}{R_2}$$

Subst: $$V_o \left[\frac{1}{AR_1} + \frac{1}{AR_2} + \frac{1}{R_2} \right] = -\frac{V_s}{R_1} - V_{io} \left[\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right]$$

aislar $\times \frac{R_2}{R_2}$

$$V_o = \frac{-\frac{R_2}{R_1} V_s + V_{io} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{1 + \frac{1}{A}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}$$

+ Ejemplo:



a) $V_o(V_1, V_2, \ldots, V_n, V_{oo}) = ?$
no es V_{io}

b) $V_o(V_1, V_2, \ldots, V_n)$ suponiendo A.O 1 ideal

c) $R_x = ?$ Para que V_o sea la media aritmética de las entradas

a) $I_F = \sum_{i=1}^{n} I_i$ $\hookrightarrow I_i = \frac{V_i - V_d}{R}$

$\parallel$

$\frac{V_d - V_{o1}}{R_x}$

$$\frac{V_1 - V_d}{R} + \frac{V_2 - V_d}{R} + \dots + \frac{V_n - V_d}{R} = \frac{V_d - V_{o1}}{R_x}$$

$\hookrightarrow V_d = \frac{V_{o1} - V_{oo}}{A_d}$ $V_{o1} = A_d V_d + V_{oo}$

$$(V_1 + V_2 + \dots + V_n)\frac{1}{R} - \frac{n}{R}\,\frac{V_{o1} - V_{oo}}{A_d} = \frac{[(V_{o1} - V_{oo})/A_d] - V_{o1}}{R_x} = \frac{\frac{V_{o1} - V_{oo}}{A_d} - V_{o1}}{R_x}$$

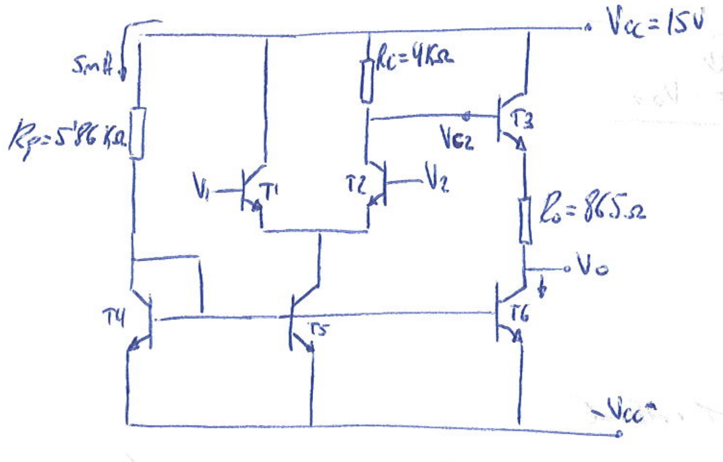
$$\boxed{V_o = -V_{o1} = -\frac{(V_1 + V_2 + \dots + V_n) R_x A_d}{R(1 - A_d) + n R_x} - V_{oo}\,\frac{n R_x + R}{R(1 - A_d) + n R_x}}$$

$\hookrightarrow A_d < 0$ $= V_{io} A_d$

b) AO1 ideal $\Rightarrow \begin{cases} A_d \to \infty \\ V_{oo} \to 0 \end{cases} \Rightarrow V_o = (V_1 + V_2 + \dots + V_n)\frac{R_x}{R}$

c) Media aritmética $\Rightarrow V_o = \frac{V_1 + V_2 + \dots + V_n}{1} \cdot \frac{R_x}{R} = \frac{V_1 + V_2 + \dots + V_n}{n} \Rightarrow \boxed{R_x = \frac{R}{n}}$

* Ejemplo: (Continuación de un ejercicio anterior)



$h_{FE} = 100$

$h_{fe} = 100$

Se vió: $A_{V2} = \frac{V_o}{V_{c2}} = 0'958$

Por ser I_{CQ}'s iguales los parámetros también:

$r_{oe4} = r_{oe5} = r_{oe6} = r_{oe3} = 20\ K\Omega$ $= \frac{V_A}{I_{CQ}}$

$h_{ie4} = h_{ie5} = h_{ie6} = h_{ie3} = 500\ \Omega$

$h_{ie1} = h_{ie2} = 1000\ \Omega$ $\Big\} = \frac{V_T}{I_{BQ}}$

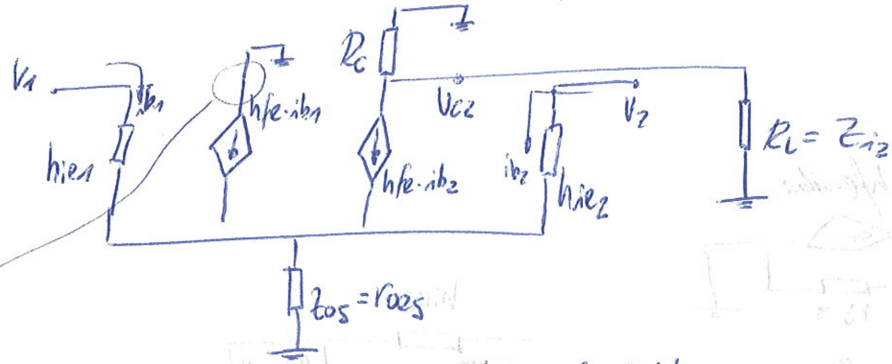
a/ V_{c2} en función de V_1, V_2 a través de V_c, V_d

b/ Idem para la CMRR

c/ Si $V_2=0$, hallar $A_V = \frac{V_0}{V_1}$

Z_i en V_1 ← Depende de lo aplicado a V_2

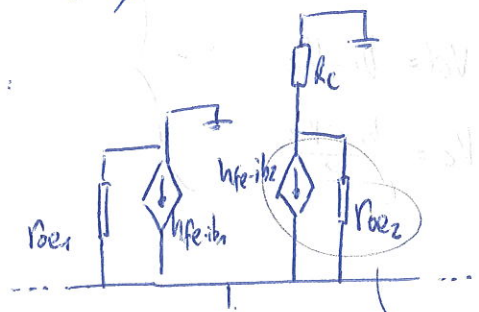
a/ Circuito equivalente en pequeña señal:



→ Aquí parece no haber simetría (falta una resistencia) pero la hay pues R_c es despreciable por estar en serie con ⟵◇⟵.

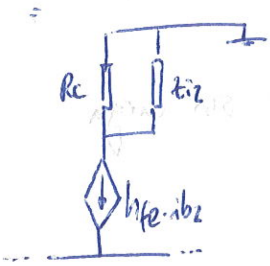
$V_{c2} = -h_{fe} R_c \cdot i_{b2}$

Esto sucede porque no tenemos en cuenta las r_{oe}'s del circuito equivalente:

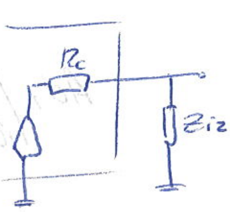


→ no es despreciable porque, equivale a:

=



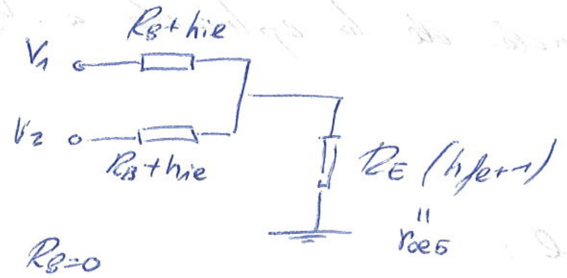
$V_{c2} = -h_{fe}(R_c // Z_{i2}) = -h_{fe}\, i_{b2} \frac{R_c\, Z_{i2}}{R_c + Z_{i2}}$ ‖

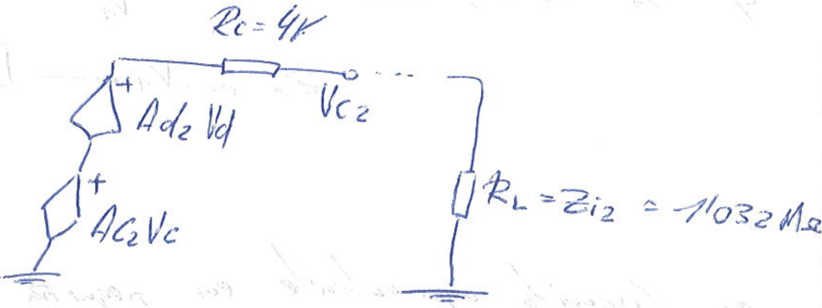


$R_c // Z_{i2} \Rightarrow$ 'R'

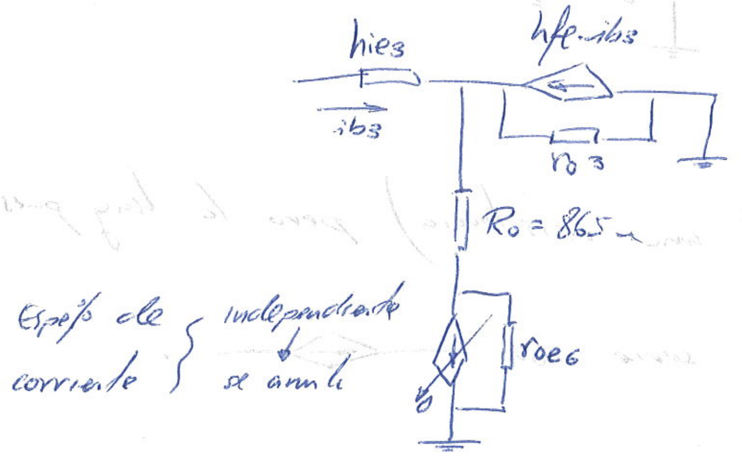
∃ simetría, pues R_C está en serie con la fuente de corriente.

para esta configuración vemos:

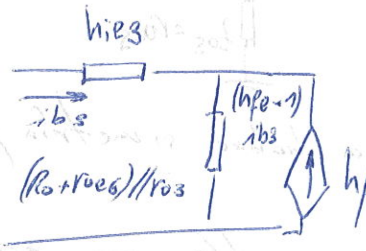




* Zi_2 ?



=



$$Z_{eq} = hie + (hfe+1)(R_o + r_{oe6}) // r_{o3} = 1'032\ M\Omega$$

$$V_{C2}\Big|_{R_L = Z_{i2}} = Ac_2 Vc + Ad_2 Vd \underset{R_L \to \infty}{=} (Ac_2 Vc + Ad_2 Vd)\frac{R_L}{R_C + R_L}$$

$$Vd = V_1 - V_2$$

$$Vc = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

$$Ac_2\Big|_{R_L = 0} = \frac{hfe \cdot R_C}{R_B + hie + 2R_E(hfe+1)} \qquad (R_B = 0)$$

$$Ad_2\Big|_{R_L = 0} = \frac{hfe \cdot R_C}{2(R_B + hie)} \qquad (R_B = 0)$$

Se ha de poner sin carga

$$\boxed{V_{c2} = \frac{h_{fe}(R_C // Z_{i2})}{2 h_{ie1}} V_d + \frac{-h_{fe}(R_C // Z_{i2})}{h_{ie} + 2 r_{oes}(h_{fe}+1)} \cdot V_c = 199'2 V_d - 0'0986 V_c}$$

(first term) A_{d2} evaluada directamente con carga

(second term) A_{c2} evaluada con carga

b/ $V_0 = ? = A_{V2} V_{c2} = 191 V_d - 0'0945 V_c \Rightarrow CMRR = \frac{191}{0'0945} = 2021 \equiv 66 \, dB$

($A_{V2} = V_0 / V_{c2}$)

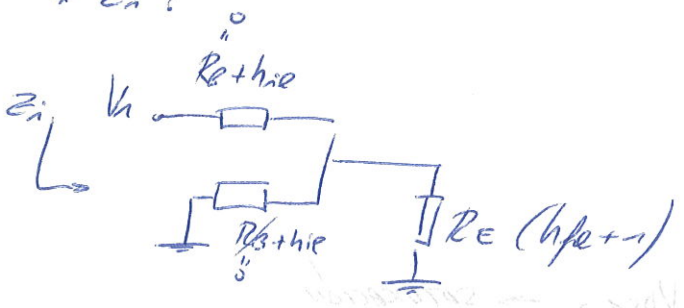
c/ $V_2 = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_d = ? = V_1 - V_2 = V_1 \\ V_c = ? = \frac{V_1 + V_2}{2} = \frac{V_1}{2} \end{cases} \Rightarrow V_0 = A_{V2} V_{c2} = 199 V_d - 0'0945 V_c$

↓ para obtener V_0

$V_0 = 191 V_1 - 0'0945 \frac{V_1}{2} \simeq 191 V_1$

$\boxed{A_V \simeq 191}$

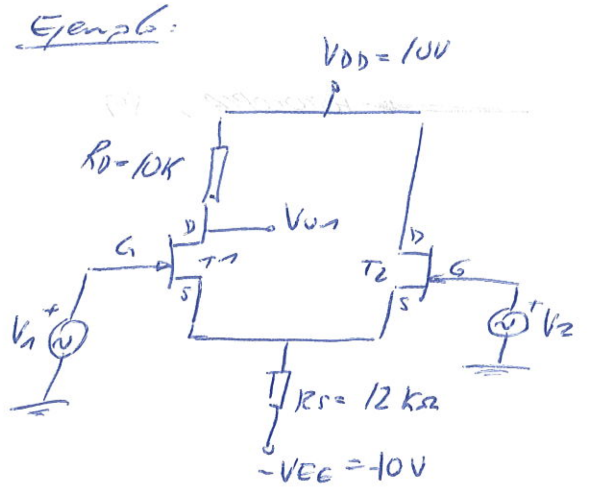
* Z_i?

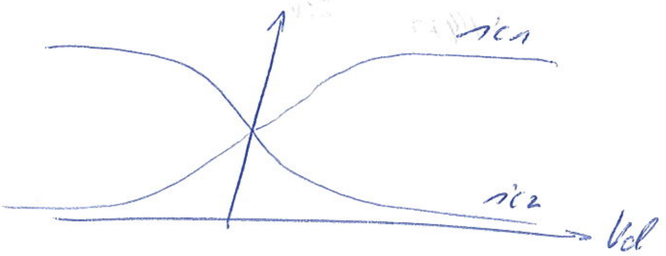


$Z_1 = h_{ie} + R_E(h_{fe}+1) // h_{ie} \simeq 2 h_{ie} = 2k_5$

($R_E = r_{oes}$; $2k_5 = Z_{id}$)

Ejemplo:





$T_1 \neq T_2$: $V_{P1} = V_P = -2V$

$I_{DSS1} = 6mA$

$I_{DSS2} = 8mA$

$r_{ds} \to \infty$

1/ Hallar Q

2/ Ganancias, Impedancias

1/ Q=? debemos hallar V_{GS}

$V_{GQ1} = V_{GQ2} = 0V$

$V_{GSQ1} = V_{GSQ2}$

$V_{GS} = V_G - V_S$ (with $V_G = 0$)

Sabemos:

$$I_{D1Q} = I_{DSS1}\left(1 - \frac{V_{GS1}}{V_p}\right)^2$$

$$I_{D2Q} = I_{DSS2}\left(1 - \frac{V_{GS2}}{V_p}\right)^2$$

$$\frac{I_{D1}}{I_{D2}} = \frac{I_{DSS1}}{I_{DSS2}} \qquad I_{D2} = I_{D1}\frac{8mA}{6mA}$$

$$I_{D1} + I_{D2} = \frac{V_{EE} - V_{GS}}{R_S}$$

→ 2 ec. 2 incog.

$$I_{D1}\left(1 + \frac{8}{6}\right) = \frac{10 - V_{GS}}{12K}$$

$V_{GSQ} =$ → $-1'477V$ → $I_{D1} = 0'41\,mA$; $I_{D2} = 0'546\,mA$

→ $-2'547\,V$ → NO ; $V < V_p$ → no conduce

$V_{DS2} = 10 - V_S = 8'523V$

$V_S = -V_{GS}$

$V_{DS1} = V_{DD} - V_{DD} - V_S = 4'423V$

Verificación de saturación:

$V_{DS} \geq V_{GS} - V_p$ (with $V_{GS} = -1'477$, V_p: 2V) $\} \simeq 0'6 < V_{DS1,2}$ → SATURACIÓN

→ FOTOCOPIA, 89

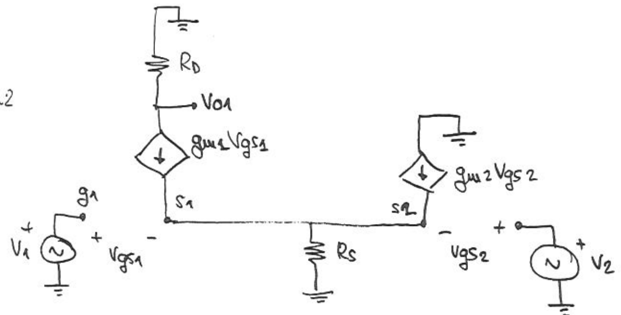
2) Debemos hallar los parámetros de pequeña señal:

$$g_{m1} = \left.\frac{\partial i_{D1}}{\partial V_{GS1}}\right|_Q = \frac{-2 I_{DSS1}}{V_{P1}}\left(1 - \frac{V_{GS1Q}}{V_{P1}}\right) = 1{,}567 \text{ mA/V}$$

$$g_{m2} = \ldots = 2{,}092 \text{ mA/V}$$

El circuito equivalente en AC es:

Por ser $g_{m1} \neq g_{m2}$ deja de haber simetría



Al no haber simetría ⇒ No vale circuito mitad ⇒ trabajaremos igual analizando con V_c y V_d o V_1, V_2.

1) $A_d = ?$ $A_c = ?$ { obtendremos V_{o1} en función de V_1, V_2 (o también de V_c, V_d)

Sabemos: $V_{o1} = -g_{m1} V_{gs1} R_D$

$$V_1 - V_{gs1} = V_{RS} = (g_{m1}V_{gs1} + g_{m2}V_{gs2}) R_S$$

Interesan / No interesa, así:

KVL:

$$-V_1 + V_{gs1} - V_{gs2} + V_2 = 0$$

$$V_{gs2} = -V_1 + V_2 + V_{gs1}$$

Aislando:

$$V_{gs1} = \frac{(1 + g_{m2}R_S)V_1 - g_{m2}R_S V_2}{1 + R_S(g_{m1} + g_{m2})}$$

$$V_1 - V_{gs1} = (g_{m1}V_{gs1} + g_{m2}(V_2 - V_1 + V_{gs1}))R_S$$

$$V_1 - g_{m2}R_S(V_2 - V_1) = V_{gs1}\left[1 + (g_{m1} + g_{m2})R_S\right]$$

$$V_{o1} = \underbrace{-g_{m1}R_D \frac{1 + g_{m2}R_S}{1 + R_S(g_{m1} + g_{m2})}}_{A_1} V_1 + \underbrace{g_{m1}R_D \frac{g_{m2}R_S}{1 + R_S(g_{m1} + g_{m2})}}_{A_2} V_2$$

Y ya se vió en su día: $\begin{cases} A_c = A_1 + A_2 \\ A_d = \dfrac{A_1 - A_2}{2} \end{cases}$

$$A_c = \frac{-g_{m1}R_D}{1 + R_S(g_{m1} + g_{m2})} = -0{,}35$$

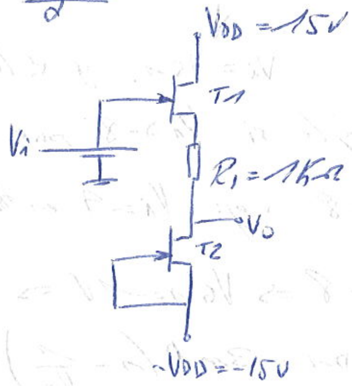
$$A_d = -\frac{g_{m1}R_D(1 + 2g_{m2}R_S)}{2(1 + R_S(g_{m1} + g_{m2}))} = -8{,}94$$

$$CMRR = \frac{\frac{1}{2} g_{m1}R_D(1 + 2g_{m2}R_S)}{g_{m1}R_D} = \frac{1}{2} + g_{m2}R_S = 25{,}6 \equiv 28 \text{ dB}$$

$Z_{id} \to \infty$
$Z_{ic} \to \infty$
$Z_o = R_D = 10\ k\Omega$

Ex. Junio 99 Q2

Preg 1:



Datos: JFET'S idénticos

$V_P = -4V$

$I_{DSS} = 3mA$

Margen de Vi para T1, T2 estén en SAT

a/ $V_i < 11V$ b/ $V_i > -11V$ c/ $-11 < V_i < 11V$ d/ $-8 < V_i < 11$

Sol:

T1 $V_{DS} > V_{GS} - V_P \iff SAT$

$15 - V_{S1} > V_i - V_{S1} + 4$ $\boxed{V_i < 11\,V}$

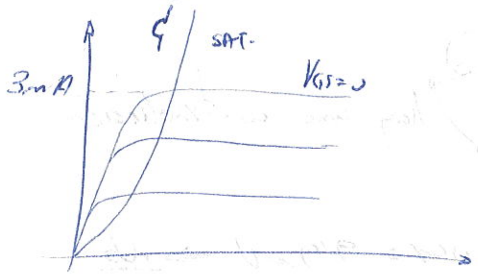
T2 $V_{GS} = 0 \overset{*}{\Longrightarrow} I_{D2} = I_{DSS}\left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 = I_{DSS} = 3mA \Rightarrow V_{R1} = 3V$ *1

$V_{DS} > V_{GS} - V_P \iff SAT$ (con $V_{GS} = 0$, $-V_P = 4$)

$V_{DS} > 4 \Rightarrow V_0 > -11V \Rightarrow V_{S1} > -8$ por *1

* → suponiendo que ambos conducen (pues nos exigen que T2 esté en sat.)

Si $I_{D2} < 3mA \Rightarrow$ T2 no estará en sat. para $V_{GS} = 0$.



si T1 en SAT ⇒ $I_{D1} = 3mA \left(1 - \frac{V_{GS1}}{V_P}\right)^2$

como $I_{D1} = 3mA$ (por T2) ⇒ $\left(\dots \right) = 1$ ⇒ $V_{GS1} = 0$ pero estar en sat. como $V_{S1} \geq -8V$.

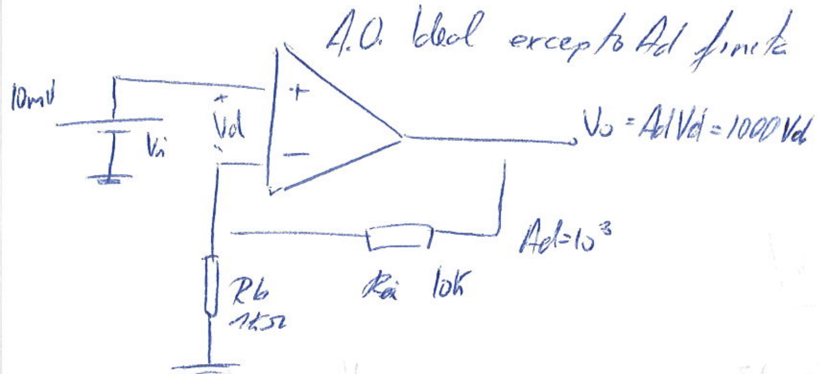
⇓

$V_i = V_{S1}$. y sólo se cumple si $V_i \geq -8$. pues si $V_i < -8$. x ej: $V_i = -9$ entonces $V_{S1} = -8 \Rightarrow V_{GS1} = -1V \Rightarrow$

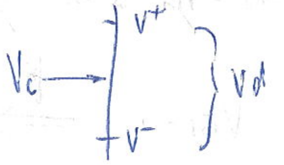
$\Rightarrow I_{D1} = 3mA\left(1 - \frac{1}{V_p}\right)^2 \neq 3mA$

Preg 2:

A.O. Ideal excepto Ad finita



$V_d = ?$
$V_c = ?$ } a la entrada del A.O.



$V^+ - V^-$ ↗ ... ↗ $\frac{V^+ + V^-}{2}$

a/ $V_d = 0'109 mV$, $V_c = 0$ b/ $V_d = 0'109 mV$, $V_c = 4'95 mV$

c/ $V_d =$ " , $V_c = 9'95 mV$ d/ $V_d = 0$, $V_c = 5 mV$

sol:

→ por definición de Vd

(d) $V_d = 0 \Rightarrow V_0 = 0 \Rightarrow V^- = 0 \Rightarrow V^+ = V_d + V^- \Rightarrow V^+ = 0$!! No es posible ya que $V^+ = 10 mV$.

(a) $V_c = 0 \Rightarrow V^- = -10 mV$ ya que $V^+ = 10 mV$

⇓ $V_d = 20 mV \Rightarrow V_0 > 0$

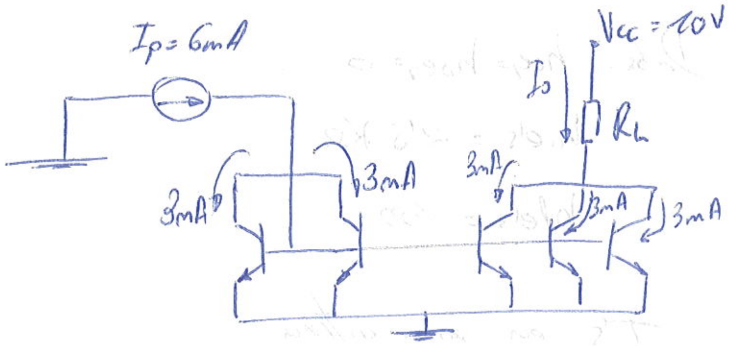
$V^- < 0 \Rightarrow V_0 < 0$ hay una contradicción.

(b). $V_c = 4'95 mV \Rightarrow V^- = 0'1 mV \Rightarrow V_d = 10 - 0'1 = 9'9 mV \Rightarrow$ No

(c) $V_c = 9'95 mV \Rightarrow V^- = 9'9 mV \Rightarrow V_d = 10 - 9'9 = 0'1 mV \Rightarrow$ Sí

$V_c = \frac{V^+ - V^-}{2}$ $V_d = V^+ - V^-$

preg 3:



BJT's idénticos

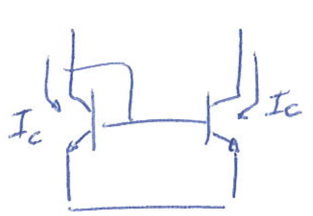
I_b's = 0

$V_{CE_{SAT}} = 1V$

I_o ? $R_{L\,max}$? → para que el espejo funcione correctamente como fuente de corriente

∀ BJT $I_E = I_{ES} \cdot e^{V_{BE}/V_T}$
= 3mA

En un espejo siempre circulan las mismas corrientes: (para cada lado)



3 BJT's Act. ⇒ $V_{CE} > V_{CE\,SAT}$

$V_{CE} = 10 - I_o R_L$, $V_{CE\,SAT} = 1V$

$9mV \cdot ? > 1V$

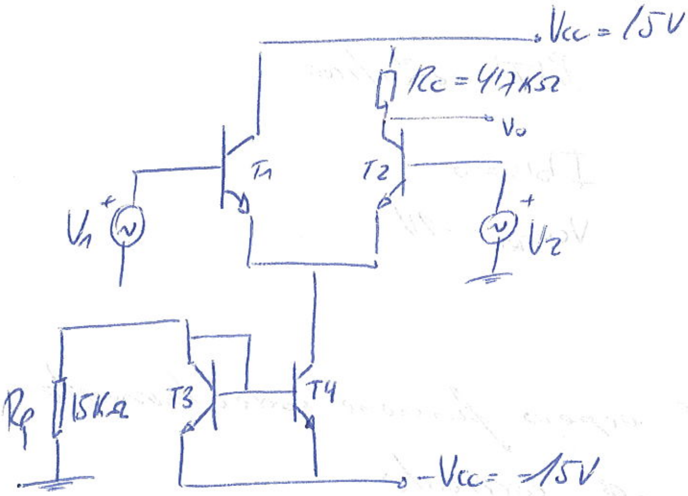
$R_L \le 1K\Omega$ → (d)

	I_o	$R_{L\,MAX}$		I_o	$R_{L\,MAX}$
a/	9mA	10 K	b/	6mA	1'5 K
c/	4mA	2'25K	d/	9mA	1KΩ

(b) y (c) no pueden ser porqué para cada BJT circulan 3mA.

entonces $I_o = 9mA$.

Preg 4:



Datos: $h_{oe_1} = h_{oe_2} = 0$

$h_{ie's} = 2'5\ K\Omega$

$h_{fe's} = 100$

T's en zona activa

Impedancia de salida de la fuente de I (espejo) = r_{oe4}

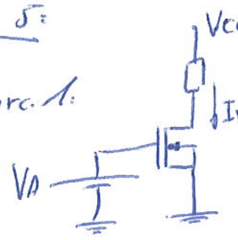
h_{oe4} máximo para que $CMRR = 20 \log \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \geq 72\ dB \simeq 4000 = \frac{1}{2} + \frac{R_E (h_{fe} + 1)}{R_B + h_{ie}}$ (con $R_B = 0$, $h_{ie} = 2'5K$)

$100K = r_{oe4} \Rightarrow$ $\boxed{h_{oe4} = 10\mu\ A/V}$ → (a)

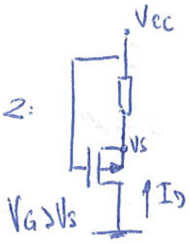
a/ 10μA/V b/ 1μA/V c/ 10mA/V d/ 100μA/V

Preg. 5:

- circ. 1:

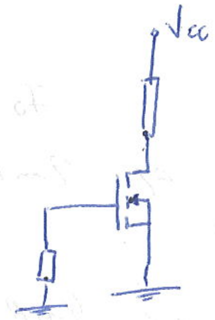


- circ 2:



- circ 3:

- circ 4:

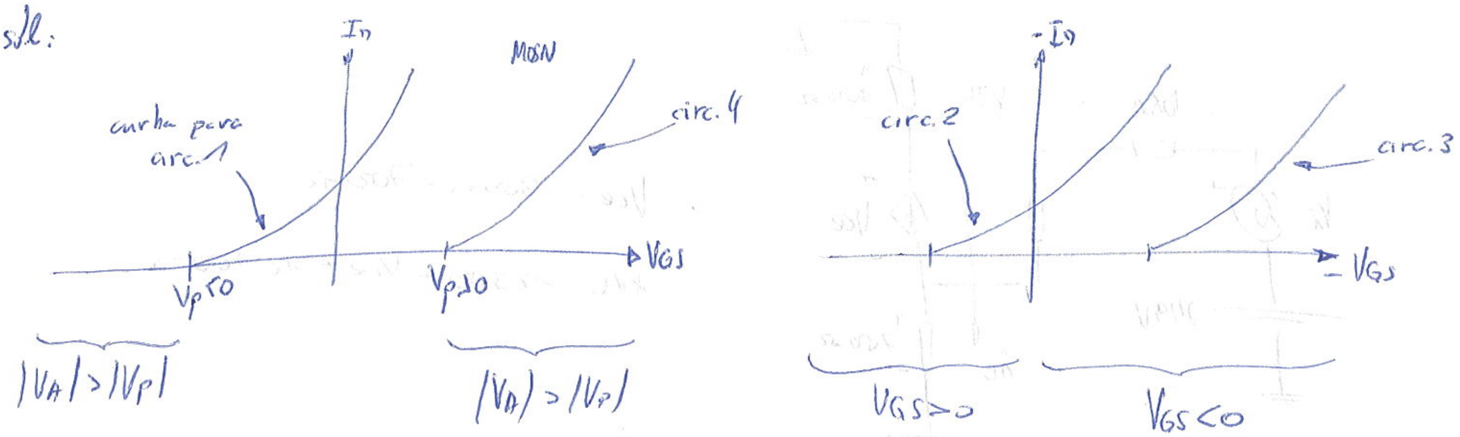


$V_{cc} > 1$

$|V_A| > |V_P|$ Cuales tienen el TRT corte?

a) 2 y 1 b) 1 y 3 c) 3 y 4 d) 2, 3 y 4

sol.:



circ 1: $V_{GS} = V_A > 0 \Rightarrow$ ON

circ. 3: $V_G \geq V_S \Rightarrow V_{GS} > 0 \Rightarrow$ OFF (Pros Act.)

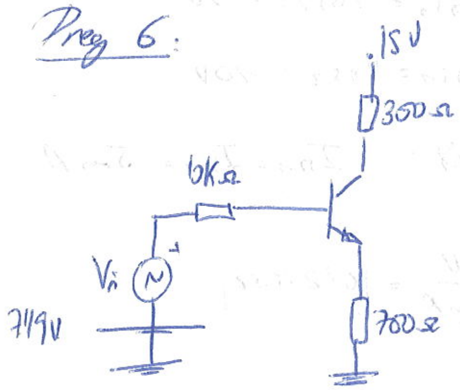
circ 2: $V_{GS} = V_{GS} < 0 \Rightarrow$ ~~ON~~ $-(-I_D)R_S$ (pendiente negativa) línea de carga, pendiente negativa.

$V_{GS} > 0 \Rightarrow$ ON

circ. 4: $V_G = 0$, $V_S = 0$ } $V_{GS} = 0 \Rightarrow$ OFF

⟶ (c)

Preg 6:



$V_{BEact} = 0'7V$

$V_{CESAT} = 1V$

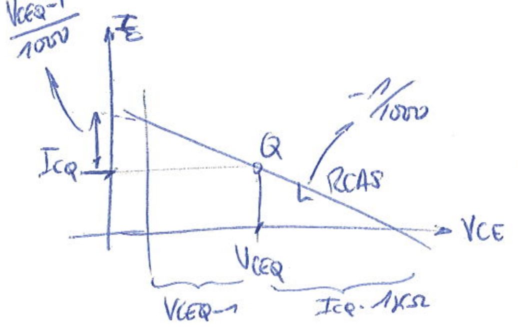
$h_{FE} = h_{fe} = 550$

Correcta? MES en 1°c

a/ $\Delta i_c = 5mA$ de pico b/ $\Delta i_c = 9mA$ pico

c/ $\Delta i_c = 16'66\ mA$ pico d) $\Delta i_c = 4mA$ pico

sol. ⟶ (a)

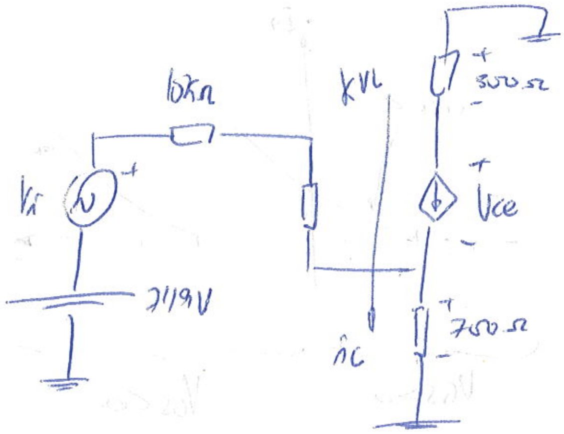


$$\frac{\Delta i_c}{\Delta V_{ce}} = \frac{-1}{1000\ \Omega}$$

$$I_{CQ} = \frac{7'19 - 0'7}{R_B + (550+1)\,700}\ 550$$

(R_B = 10K, 550 = h_{FE}, 700 = R_E, 550 = h_{fe})

$$V_{CEQ} = 15 - (300 + 700)\, I_{CQ}$$



$V_{ce} = -300 i_c - 700 i_c$

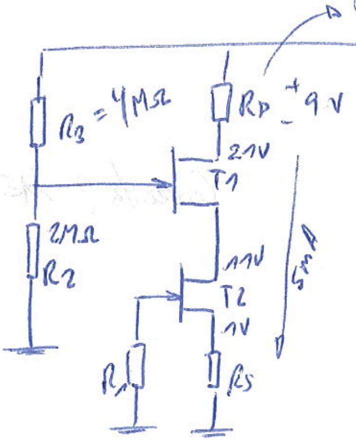
KVL $-i_c 300 + V_{ce} + i_c 700 = 0$

Sept. 91 2ºQ

Preg 1:

JFET idénticos:

$R_D = \frac{9}{5mA} = 1'8K$



R_S, R_3, R_D ?

y: $V_{GS1} = V_{GS2} = -1V$

$V_{DS1} = V_{DS2} = 10V$

para: Q: $I_{D1} = I_{D2} = 5mA$

$R_S = \frac{1V}{5mA} = \boxed{0'2 k\Omega}$

	R_S kΩ	R_3 MΩ	R_D KΩ
a)	1'5	2	0'5
b)	0'2	2	2'8
c)	0'2	4	1'8
d)	1	8	1